

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

Implementación Hardware de un Sistema de Comunicaciones TETRA



AUTOR: María José Rodríguez Buendía

DIRECTOR: José María Molina García-Pardo

Junio / 2013



Autor	María José Rodríguez Buendía
E-mail del Autor	m.jrodriguez@hotmail.com
Director(es)	Jose María Molina García-Pardo
E-mail del Director	josemaria.molina@upct.es
Codirector(es)	
Título del PFC	Implementación Hardware de un Sistema de Comunicaciones TETRA
Descriptores	Estándar TETRA, sistemas MIMO
<p>Resumen</p> <p>El estándar TETRA nace con el objetivo de unificar las distintas alternativas de interfaces de radio digitales para la comunicación entre profesionales de los servicios de emergencia. Este estándar dota de grandes ventajas a los sistemas de comunicación en aspectos muy importantes para estos profesionales, como puede ser la rapidez en las comunicaciones y sobre todo la seguridad.</p> <p>TETRA es un estándar abierto, lo cual permite que se desarrollen mejoras a partir de sus especificaciones. Es por tanto que se crea la necesidad de modelar un sistema de este tipo para poder probar como le afectan las distintas tecnologías que van surgiendo en el mercado.</p> <p>El objetivo del proyecto es realizar una implementación Hardware de un sistema de comunicación basado en el estándar TETRA utilizando una única antena transmisora y receptora, sistema SISO (Single Input - Single Output). Posteriormente se implementará otro basado también en TETRA utilizando la tecnología MIMO (Multiple Input – Multiple Output), según la cual se utilizan varias antenas transmisoras y varias receptoras, con el objeto de mejorar la transmisión inalámbrica.</p>	
Titulación	Ingeniero de Telecomunicaciones
Intensificación	Sistemas y Redes de Telecomunicación
Departamento	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
Fecha de Presentación	Junio – 2013

Índice

Índice	4
Capítulo 1. Introducción	7
1.1 Presentación	7
1.2 Objetivos	7
1.3 Herramientas Utilizadas	8
1.3.1 Software	8
1.3.2 Hardware	8
1.4 Fases del Proyecto	8
Capítulo 2. TETRA (Terrestrial Trunked Radio)	9
2.1 Introducción	9
2.2 Funcionamiento de la red TETRA	12
2.3 Capas del protocolo TETRA	14
2.4 Parámetros en la interfaz radio	15
2.5 Modulación	16
2.4.1 Modulación $\pi/4$ -DQPSK	17
2.4.2 Demodulador $\pi/4$ -DQPSK	19
2.6 Características de la técnica de acceso y la multiplexación	20
2.4.1 Estructura de Tramas	21
Capítulo 3. MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)	23
3.1 Introducción	23
3.2 Canal MIMO	24
3.3 Técnicas MIMO	25
3.3.1 Técnicas de Diversidad Espacial en Recepción	26
3.3.1.1 <i>Diversidad por selección (Selection combining)</i>	26
3.3.1.2 <i>Combinación por razón máxima (Maximal Ratio Receive Combininig - MRRC)</i>	26
3.3.1.3 <i>Combinación por misma ganancia (Equal Gain Combininig - EGC)</i>	28
3.3.2 Codificación Espacio - Temporal (Space-Time Coding, STC)	28
3.3.2.1 <i>Algoritmo de Alamouti para dos antenas transmisoras y una receptora</i> ..	29
3.3.2.2 <i>Alamouti, para un dos antenas transmisoras y M antenas receptoras</i>	31
3.3.3 Multiplexado Espacial (Spatial Multiplexing)	33
3.3.3.1 <i>Vertical - BLAST (V-BLAST)</i>	33

3.3.3.2	<i>Diagonal - BLAST (D-BLAST)</i>	34
3.4	Ganancia MIMO	34
3.4.1	Ganancia por multiplexación espacial	34
3.4.2	Ganancia por diversidad	35
3.4.3	Ganancia por array	36
3.4.4	Solución de compromiso	37
3.5	Capacidad MIMO	38
3.5.1	SISO	38
3.5.2	MISO	38
3.5.3	SIMO	39
3.5.4	MIMO	39
Capítulo 4.	Hardware empleado en el diseño del sistema	41
4.1	Introducción	41
4.2	Tarjeta de adquisición de datos NI USB-6259 [15]	41
4.2.1	Características de la tarjeta	41
4.2.2	Configuración SW de la tarjeta	42
4.3	Modulador en cuadratura AD8345 140MHz - 1000MHz [16]	44
4.3.1	Descripción del circuito	44
4.3.2	Conexiones básicas	45
4.3.3	Valores máximos	49
4.3.4	Conexiones a pines	50
4.4	Demodulador en cuadratura AD8348 50MHz - 1000MHz [17]	50
4.4.1	Descripción del circuito	51
4.4.2	Conexiones básicas	52
4.4.3	Evaluación de la placa	55
4.4.4	Valores máximos	57
4.4.5	Conexiones a pines	57
4.5	Generador de señales SMATE R&S 200A[18]	58
4.5.1	Introducción	58
4.5.2	Módulos disponibles	59
4.5.3	Módulo RF	59
Capítulo 5.	Implementación de un sistema TETRA + SISO	61
5.1	Introducción	61
5.2	Implementación del Sistema SISO	61
5.2.1	Transmisor SISO	63

5.2.2 Canal	69
5.2.3 Receptor SISO	70
5.3 Resultados SISO	73
5.3.1 Canal: Cable coaxial entre Tx y Rx.....	74
5.3.2 Canal: Antena Tx y Antena Rx.....	77
Capítulo 6. Implementación de un Sistema MIMO+TETRA	80
6.1 Introducción.....	80
6.2 Implementación de un sistema MIMO	80
6.3.1 Transmisor MIMO.....	83
6.3.2 Receptor MIMO	84
6.3 Resultados MIMO	86
6.3.1 Entorno MIMO 2 Antenas Tx y 2 Antenas Rx.....	86
Capítulo 7. Conclusiones.....	88
7.1 Conclusiones.....	88
7.2 Líneas Futuras.....	89
Índice de figuras	90
Índice de tablas	93
Referencias	94

Capítulo 1. Introducción

1.1 Presentación

Policías, bomberos, agentes de movilidad o cualquier compañía que necesite disponer de comunicaciones seguras y en movilidad han descubierto las ventajas que ofrece disponer de una red TETRA para sus comunicaciones internas.

TETRA (TERrestrial TRunked Radio) es un estándar elaborado por el ETSI (Instituto Europeo de Estandarización) que ha reunido propuestas de operadores de redes, administraciones nacionales, fabricantes de equipos y usuarios de servicios móviles para establecer una norma abierta para las comunicaciones móviles digitales profesionales. [1]

La aplicación de este estándar está orientada a soluciones especializadas en el ámbito profesional, donde características como la seguridad, la compatibilidad y disponibilidad, la calidad de la voz o la intimidad de las comunicaciones, son factores fundamentales para cualquier organización pública o privada.

Al tratarse de un estándar abierto se logra unificar un mercado común y favorece la competencia lo que se traduce en un menor coste, y el desarrollo de funciones y servicios sin perder la interoperabilidad.

Debido al uso extendido de esta tecnología, es interesante el desarrollo e investigación de mejoras que permitan obtener mayores capacidades de transmisión, manejar un volumen de datos mayor y aplicar algoritmos de codificación más complejos que aumentan la eficiencia del sistema. En este caso, estudiaremos y haremos una implementación hardware de un sistema de comunicación TETRA sobre tecnología MIMO.

1.2 Objetivos

El objetivo del proyecto es realizar una implementación Hardware de un sistema de comunicación basado en el estándar TETRA utilizando una única antena transmisora y receptora, sistema SISO (*Single Input - Single Output*). Posteriormente se implementará otro basado también en TETRA utilizando la tecnología MIMO (*Multiple Input – Multiple Output*), según la cual se utilizan varias antenas transmisoras y varias receptoras, con el objeto de mejorar la transmisión inalámbrica.

1.3 Herramientas Utilizadas

1.3.1 Software

- S.O. Windows Xp Home Edition 2002.
- MATLAB 7.4.0.287 (R2007a)
- Measurement & Automation Explorer. Versión 4.5.0f0. National Instruments

1.3.2 Hardware

- Ordenador portátil: Procesador Intel Core 2 a 2GHz; 2GB de RAM.
- Modulador AD8345 140MHz – 1000MHz
- Demodulador AD8348 50MHz – 1000MHz
- Tarjeta de adquisición de datos NI USB-6259
- Generador de señales SMATE200A
- Osciloscopio
- Antenas

1.4 Fases del Proyecto

- En primer lugar es necesaria una etapa de búsqueda de documentación y de consulta de la bibliografía relacionada.
- Se busca documentación de los equipos utilizados para conocer sus parámetros de configuración para su correcto funcionamiento.
- Posteriormente, se realiza un diseño software para la transmisión y recepción de datos cumpliendo con las especificaciones del estándar TETRA.
- Se realizan diferentes simulaciones del sistema SISO.
- Se realiza la implementación de un sistema MIMO en las mismas condiciones que el sistema SISO previamente diseñado
- Se realiza una comparativa entre ambos sistemas.
- Por último tendrá lugar la fase de redacción del proyecto.

Capítulo 2. TETRA (Terrestrial Trunked Radio)

2.1 Introducción

El sistema TETRA ha sido especificado por el ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) como un estándar abierto para las comunicaciones móviles digitales troncales de grupo cerrado de usuarios. Las aplicaciones abarcan desde redes privadas a grandes servicios públicos manteniendo las características básicas de la PMR (*Private Mobile Radio*) como son las llamadas de grupo y el modo de comunicación directo.

Además, hace el mejor uso posible del espectro radioeléctrico compartiendo los recursos de radio entre los distintos usuarios y explota las ventajas de las transmisiones digitales.

El estándar establece una serie de especificaciones que deben ser respetados por los fabricantes, de tal manera que se garantice la interoperabilidad entre equipos de diferentes proveedores, lo cual redundará en ahorro y garantía de robustez de la tecnología para el cliente final.

Es un sistema celular similar a GSM, donde cada celda tiene su(s) propia(s) frecuencia(s) y cada usuario se registra en la celda que le da mejor servicio y las radios realizan traspaso entre células automáticamente. Basado en nodos de conmutación y estaciones base, la gestión del sistema reduce los tiempos de espera y garantiza cortos periodos de establecimiento de llamadas. Los usuarios comparten automáticamente los recursos del sistema de manera organizada. Este sistema tiene alta funcionalidad en servicios de emergencia proporcionando un alto grado de seguridad y confiabilidad y excelente calidad de voz. [2]

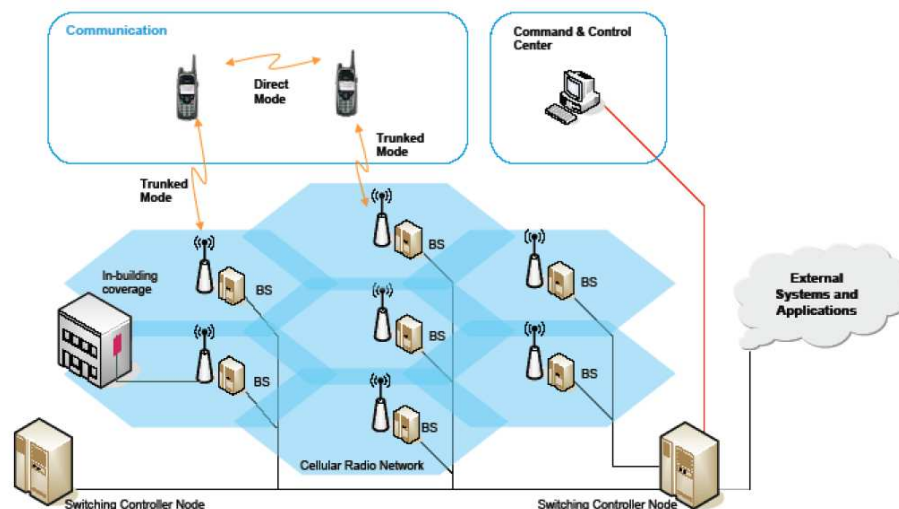


Figura 2. 1. Sistema TETRA [3]

Entre otras, las ventajas que podemos destacar que ofrece TETRA frente a otros sistemas de comunicaciones móviles son:

- Puede trabajar en modo terminal a terminal sin hacer uso de la infraestructura TETRA. Esta característica hace que se aproveche mucho mejor el canal. Esto es muy útil en caso de fallo en las comunicaciones y una de las principales características de TETRA.
- Al tener su propia infraestructura separada de las redes de telefonía móvil públicas, protege al sistema de saturaciones de la red.
- La calidad de audio es superior al tratarse de un sistema digital más moderno que GSM, ya que implementa sistemas más modernos de compresión de voz.
- Permite comunicaciones uno a muchos, lo que mejora la gestión de grupos en caso de comunicaciones para coordinación de grupos por ejemplo de emergencias. Utilizan un único canal y se difunden en varios emplazamientos.
- Menor grado de saturación, ya que el propio estándar garantiza una capacidad por defecto superior al doble de los canales convencionales en uso.
- Uso de distintos niveles de prioridad para garantizar los recursos a ciertos usuarios o tipos de llamada.
- Dispone de terminales específicos para cada necesidad: portátiles (equiparables a teléfonos móviles), móviles (vehículos) y terminales para bases.
- Integración de sistemas de localización de vehículos (AVL) dentro de los terminales.
- Sistema digital con cifrado, lo que se traduce en confidencialidad en las comunicaciones.
- La norma define: Autenticación: evita que terminales “hackeados” entren en el sistema. Cifrado aire: class 2 (claves estáticas) / class 3 (claves dinámicas) El cliente define: Enlaces cifrados entre nodo y zonas. Cifrado E2E (cifrado fin-a-fin). [2][3]

Los principales aspectos que diferencian TETRA de un sistema GSM a destacar son:

- **Seguridad de comunicación**

Una de las características más atractivas para las Administraciones Públicas es la seguridad. Sin embargo, la seguridad de la información comercial es también crítica para las empresas privadas. Además, es una red que, en situaciones críticas como desastres, grandes eventos, etc., donde la telefonía tradicional se colapsa y deja de ser una herramienta útil para los cuerpos de seguridad, se convierte en la alternativa perfecta. Por último, la red puede ser gestionada por la propia organización, no necesita la presencia de

un operador para su mantenimiento, por lo que la privacidad de las comunicaciones está asegurada.

Las redes TETRA incorporan una serie de medidas de seguridad entre las que se incluyen:

- Seguridad de la información: en los mercados de Misiones Críticas, las actividades operativas pueden quedar seriamente comprometidas si se interceptan los mensajes de voz o de datos; TETRA resuelve este problema.
- Acceso a la red: Este estándar resuelve también un posible fallo de seguridad en las redes y los dispositivos. La autenticación de la conexión entre el dispositivo y la red controla el tráfico para asegurar que las transmisiones provienen de usuarios autorizados. Además, si se pierde o se roba un terminal, puede ser deshabilitado. [2]

- **Banda de frecuencias**

El sistema TETRA ha sido diseñado para trabajar en la banda de frecuencias de 400MHz. Al utilizar frecuencias más bajas que GSM, con menor número de estaciones base seremos capaces de dar cobertura a una mayor zona geográfica. Por tanto necesitaremos menos equipos repetidores. [2]

- **Eficiencia espectral**

TETRA es el estándar con mayor eficiencia espectral para los sistemas de comunicaciones móviles ya que sólo precisa de 25KHz del espectro de frecuencias para disponer de cuatro canales radio. [2]

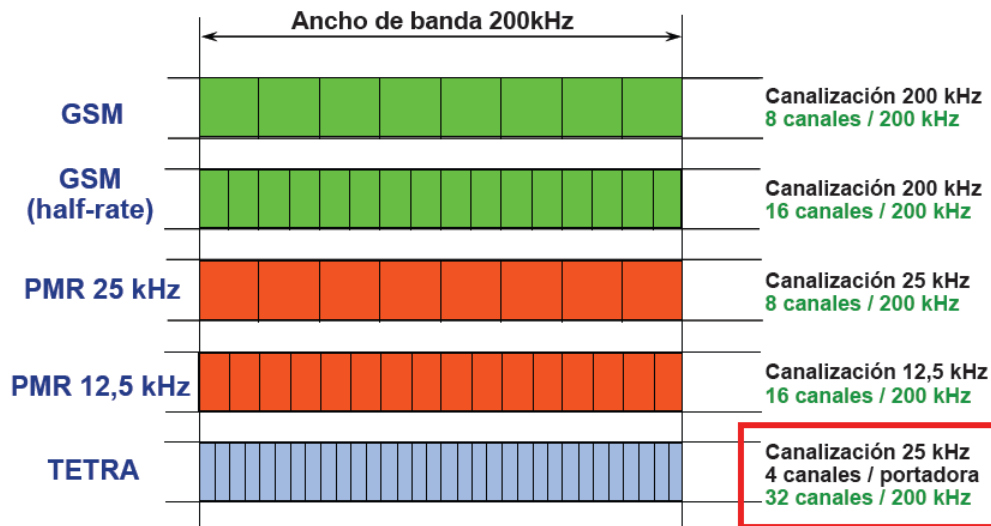


Figura 2. 2. Ancho de banda GSM - PMR – TETRA[3]

2.2 Funcionamiento de la red TETRA

Una vez que la radio o MS (*Mobile Station*) se enciende, ésta, busca inmediatamente un canal de control y procede a registrarse en la red. El área de cobertura está dividida en zonas denominadas “*Location Areas*”, LA, las cuales tienen una disposición celular. El rango de frecuencia de operación repercute directamente en el tamaño de las celdas. Cuando el MS pasa de una celda a otra TETRA no realiza un procedimiento de handoff; en lugar de esto, TETRA hace un procedimiento de restablecimiento rápido de la llamada, de tal manera que al transitar por varias celdas no se pierde la comunicación.

TETRA se caracteriza por tener un muy alto nivel de seguridad, esto lo consigue realizando encriptación a dos niveles; uno en el interfaz aire, y otro a nivel de comunicaciones end-to-end. En el proceso de encriptación se asigna una identidad temporal al MS. Un número aleatorio es enviado al usuario, y es combinado con un número secreto proporcionado por el usuario, y luego se retorna un resultado para su verificación.

La BS (*Base Station*) se encarga de enviar información al MS sobre cuando el acceso aleatorio es permitido, el MS monitorea esta información. El acceso también puede estar vinculado a mensajes de prioridad; de tal forma, que los mensajes de menor prioridad serán bloqueados para dar paso a los de mayor prioridad.

Una vez que el acceso es permitido, el MS hace un primer intento utilizando la técnica de acceso Aloha Ranurada, si el acceso es permitido, la BS emitirá un mensaje “ACCESS-ASSIGN”, el cual contiene especificaciones para la reserva del canal por el cual el MS podrá transmitir. Tras esto, se produce un breve intercambio de información que permitirá al móvil adecuar su potencia de transmisión y posteriormente pasa a transmitir tráfico de voz. [4]

Para garantizar la interoperabilidad y el funcionamiento de la red, el estándar TETRA define una serie de interfaces:

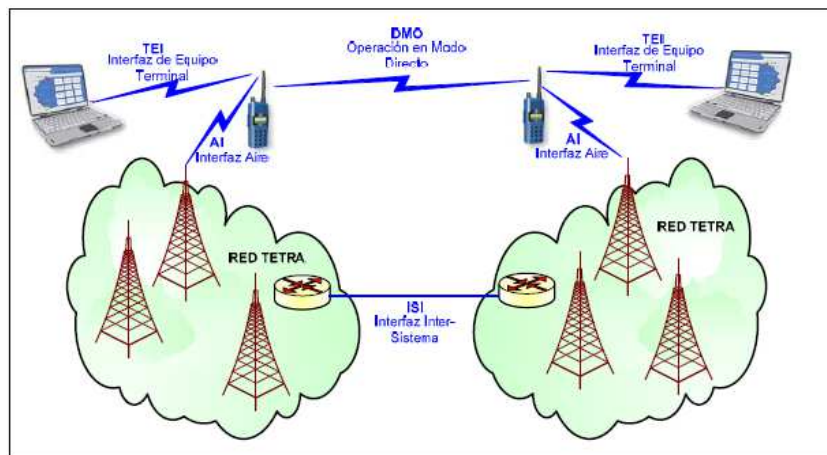


Figura 2. 3. Interfaces del Sistema TETRA[4]

Interfaz Aire (AI):

Asegura la interoperabilidad entre terminales y la red troncalizada. Además, asegura la operatividad entre los equipos de distintos fabricantes.

- **Interfaz con el equipo terminal (TEI):**

Establece la norma para acceder a las funcionalidades del terminal por ejemplo un PC, impresora, cámara, etc., a un equipo móvil. Facilita el desarrollo de aplicaciones móviles de datos independientes.

- **Interfaz de interconexión de sistemas (ISI):**

Permite la interconexión de redes TETRA de distintos fabricantes. Establece la norma para que los terminales puedan migrar de unas redes a otras (roaming, handover, etc.).

- **Operación en modo directo (DMO),**

Garantiza la comunicación entre los equipos terminales sin necesidad de la infraestructura de la red. La comunicación la realizan mediante la interfaz aire en modo directo.

- **Infraestructura de Administración y Conmutación:**

Comprende los aspectos necesarios para la administración, conmutación, networking y elementos no estandarizados de la red. Los beneficios de la no estandarización es que se deja a los fabricantes del mercado la libertad de implementar soluciones rentables para la red. [4]

Los elementos de la infraestructura de administración y conmutación son:

- Estación Móvil
- Estación en Línea
- Estación Móvil en Modo Directo
- Gateway
- Unidad de Administración de la Red
- Red Individual TETRA

2.3 Capas del protocolo TETRA

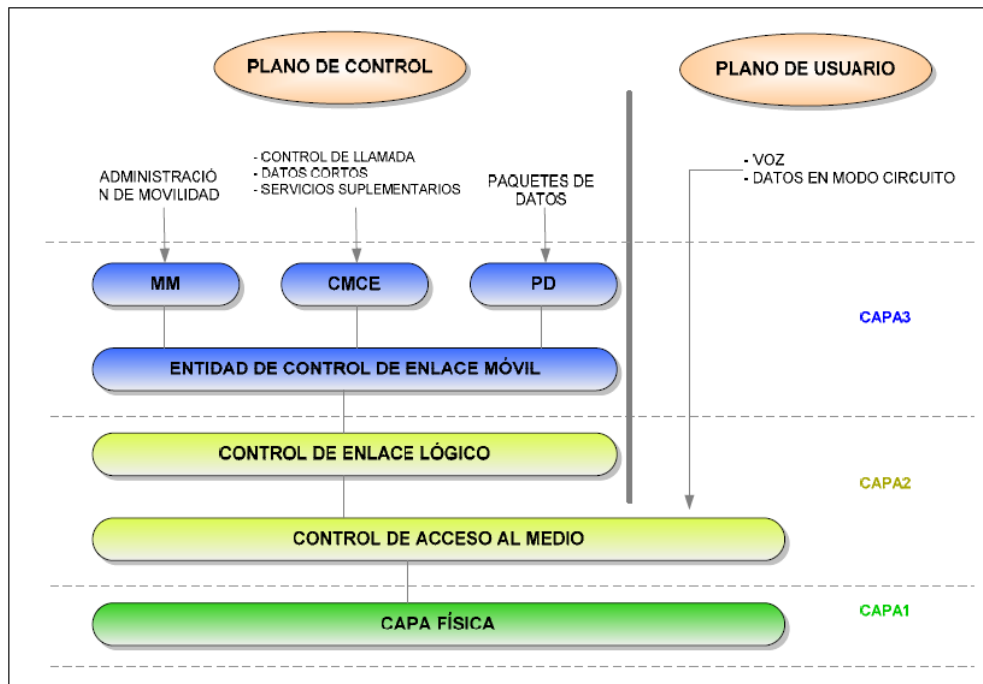


Figura 2. 4. Capas del protocolo TETRA[4]

La capa física comprende la parte de transmisión de bits y símbolos; comprendiéndose por símbolo a la unión de dos bits. La capa física tiene las siguientes funciones:

- Funciones relacionadas con el interfaz aire
 - Modulación/demodulación
 - Transmisión/Recepción
 - Características RF
 - Ajustes de frecuencia y canales
 - Salidas, Indicador de Potencia de Radio Señal RSSI
 - Ajuste de los parámetros de radio
 - Corrección de frecuencia
 - Control de potencia
- Orientación de bits y símbolos
 - Sincronización de símbolo - secuencia de formación específica, localización dentro de la ráfaga, secuencia de aparición de símbolos.
- Construcción de ráfaga
 - Recepción/envío de datos desde y hacia la subcapa MAC (*Control de Acceso al Medio*), debido a que la capa física es capaz de determinar el principio y final de la ráfaga, en la emisión, ubica el bloque MAC dentro de la ráfaga física y adiciona información específica en el lugar correcto. En

recepción se extrae esta información específica de la ráfaga y se procede a la reconstrucción del bloque MAC.

- Bandera de slot codificación/decodificación
- Scrambling/de-scrambling. BS y MS combinan las tramas antes de ser enviadas. La combinación es realizada de acuerdo con la dirección de la base station. Esta combinación se la conoce con el nombre de “código de color”. [4]

2.4 Parámetros en la interfaz radio

Parámetros TETRA en la interfaz radio:

Parámetro	Valor
Modulación	$\pi/4$ -DQPSK
Método de acceso	TDMA
Espacio entre portadoras	25KHz
Tasa de datos por portadora	36Kbits/s
Tasa de codificación de voz	ACELP (4,56 Kb/s neto, 7,2 Kb/s bruto)
Tasa de datos por usuario	7,2 Kb/s por slot
Tasa máxima de datos	28,8 Kb/s
Tasa protegida de datos	Más de 19,2 Kb/s

Figura 2. 5. Parámetros de la interfaz radio [5]

El sistema TETRA está diseñado para operar en el rango de frecuencias de 380MHz a 921MHz. TETRA tiene bandas de frecuencias diferentes para el enlace ascendente y descendente, teniendo un espaciado entre portadoras ascendentes y descendentes de 10MHz, excepto en la banda de 900MHz donde es de 45MHz.

La mayoría de los sistemas PMR utilizan un espaciado entre portadoras de 25 o 12,5KHz. En el caso de TETRA se ha definido de 25KHz.

La cuestión principal para el diseño de un sistema TDMA es el número de slots/ráfagas que conforma una trama y la tasa de transmisión sobre la portadora. En el caso de TETRA los parámetros seleccionados son una tasa de portadora de 36Kbits/s (18Ksímbolos/s según la modulación elegida) y una longitud de trama de 56,67 ms compuesta por cuatro slots. Por tanto, una portadora puede proveer a cuatro usuarios con un servicio de voz o de datos de hasta 7,2 Kbits/s. [5]

2.5 Modulación

Cuando existen perturbaciones de la señal, se requiere un robusto sistema de modulación. El criterio de diseño para obtener una buena técnica de modulación es que debe ser:

- Robusta y fiable, es decir, que debe transmitir información con el menor error posible.
- Sencilla de implementar.
- Eficiente en términos de uso del espectro radioeléctrico.

La modulación usada por TETRA es $\pi/4$ – DQPSK, es una modulación de fase diferencial con 8 símbolos posibles separados una distancia de $\pi/4$. Las ventajas de este tipo de modulación son:

- Alta eficiencia espectral.
- Transiciones no dan lugar a amplitudes nulas, con lo que se facilita el diseño de amplificadores lineales de RF.
- Ya que la información se transmite en las transiciones de fase, no se necesita saber sobre el valor absoluto de la fase de la señal. Con esto se consigue la utilización de demoduladores simples.
- La principal desventaja de este tipo de modulación es que requiere del uso de amplificadores lineales de potencia, esto significa que la capacidad plena del amplificador no puede ser explorada.

De los ocho símbolos posibles, sólo cuatro símbolos pueden ocurrir en cada período de símbolo. Esto significa que cada símbolo puede transmitir dos bits. La tasa de símbolo es, por tanto, la mitad de la tasa de bit, y como la tasa de modulación se reduce, el ancho de banda también se reduce. [5]

A continuación se muestran las posibles transiciones de la señal. Los símbolos impares tienen fases de $\pi/4$, $3\pi/4$, $-3\pi/4$ y $-\pi/4$, mientras que los símbolos pares tienen fases de 0 , $\pi/2$, π y $-\pi/2$.

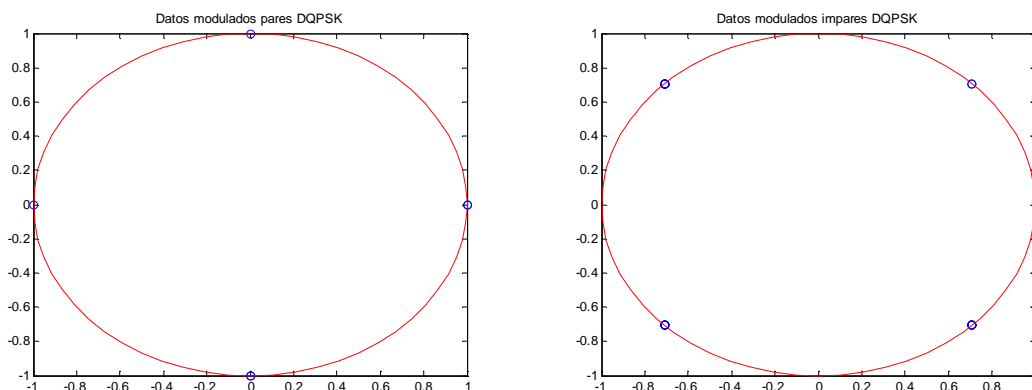


Figura 2. 6. Constelación de símbolos

El inconveniente de tener dos bits por símbolo es que si un símbolo se recibe incorrectamente, dos bits pueden ser recibidos erróneamente. Los errores más probables son los que se producen entre símbolos vecinos, lo que quiere decir que un símbolo con fase 0 es más probable de confundir con un símbolo con fase $\pm \pi/2$, que con uno de fase π . Por ello se utiliza la codificación Gray, que podría ser, por ejemplo, 00, 01, 11, 10 a diferencia de la secuencia binaria normal 00, 01, 10, 11.

Bit 1	Bit 2	Diferencia de fase
0	0	$\Delta\theta=\pi/4$
0	1	$\Delta\theta=3\pi/4$
1	1	$\Delta\theta=-3\pi/4$
1	0	$\Delta\theta=-\pi/4$

Tabla 2. 1. Tabla de mapeo de símbolos

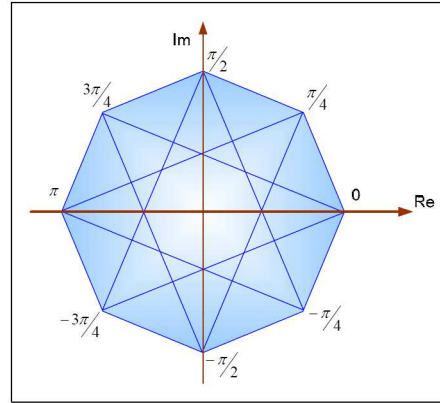


Figura 2. 7. Constelación de la modulación $\pi/4$ DQPSK [4]

Además de la codificación diferencial, en la modulación TETRA, se especifica que utiliza un filtrado de coseno alzado con factor de caída 0.35, para reducir el ancho de banda de la señal.

Para la demodulación de la señal, habitualmente se utiliza detección diferencial coherente, ya que la detección diferencial ayuda a reducir los efectos de desvanecimiento del canal. [5]

2.4.1 Modulación $\pi/4$ -DQPSK

Para ver el funcionamiento esta modulación, consideraremos la transmisión de la secuencia 01100100.

1.- Separamos en parejas la secuencia 01, 10, 01 y 00.

2.- De acuerdo a la tabla anterior estas parejas de bits dan los siguientes cambios de fase $3\pi/4$, $-\pi/4$, $3\pi/4$ y $\pi/4$. El primer símbolo es una referencia y no transmite información útil. Los símbolos transmitidos y sus transiciones se muestran a continuación.

Bit1	Bit2	Diferencia de fase
0	1	$3\pi/4$
1	0	$-\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$

Tabla 2. 2. Tabla de bits y su correspondiente fase

3.- Obtenemos los componentes en fase y cuadratura que viene dada por:

$$I_k = I_{k-1} \cdot \cos(\Delta\theta_k) - Q_{k-1} \cdot \sin(\Delta\theta_k) \quad (2.1)$$

$$Q_k = I_{k-1} \cdot \sin(\Delta\theta_k) + Q_{k-1} \cdot \cos(\Delta\theta_k) \quad (2.2)$$

donde:

I_k y Q_k son la componente en fase y cuadratura del símbolo k , correspondientemente.

I_{k-1} y Q_{k-1} son la componente en fase y cuadratura, correspondientes al símbolo $k-1$

$\Delta\theta_k$ es la diferencia de fase del símbolo k

Los símbolos en cada instante k se pueden representar como:

$$S_k = I_k + j \cdot Q_k \quad (2.3)$$

$$S_k = S_{k-1} \cdot e^{j\Delta\theta_k} \quad (2.4)$$

Las variaciones en la señal codificada se van a producir por cambios en la diferencia de fase, entre el símbolo actual y el anterior, de forma que para comenzar con la codificación supondremos la existencia de un Símbolo Inicial con fase $\Delta\theta=0$.

Por tanto, partiendo con los símbolos iniciales $I_0=1$ y $Q_0=0$:

Bit1	Bit2	Diferencia de fase $\Delta\theta_k$	$\cos(\Delta\theta_k)$	$\sin(\Delta\theta_k)$	I_k	Q_k
0	1	$3\pi/4$	-0.7	0.7	-0,7	0,7
1	0	$-\pi/4$	0.7	-0.7	0	1
0	1	$3\pi/4$	-0.7	0.7	-0,7	0,7
0	0	$\pi/4$	0.7	0.7	0	-1

Tabla 2. 3. Correspondencia entre bits de entrada y componentes en fase y cuadratura de los símbolos

Si representamos la constelación de símbolos serían:

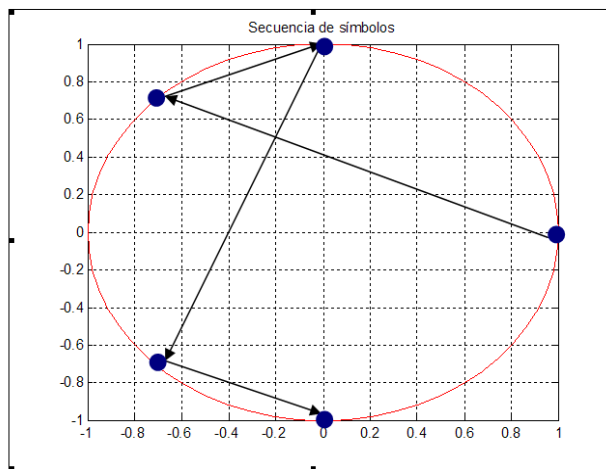


Tabla 2. 4. Constelación formada por los bits de entrada

Tras realizar la modulación se debe realizar un filtro para obtener la señal modulada en banda base.

El inconveniente de este esquema de modulación es que utiliza un ancho de banda muy grande a menos que sea filtrado. Este filtrado se realiza mediante un filtro conformador, en concreto TETRA utiliza un filtro de coseno alzado tanto en el transmisor como en el receptor. El filtrado reduce el ancho de banda de forma muy efectiva, pero produce una señal de envolvente no constante, es decir, la amplitud de la señal cambia de manera que se reduce al final de cada símbolo donde tienen lugar las transiciones de fase. El inconveniente de tener una señal de envolvente variante es que se requiere amplificación lineal para evitar el ensanchamiento de la señal. [6]

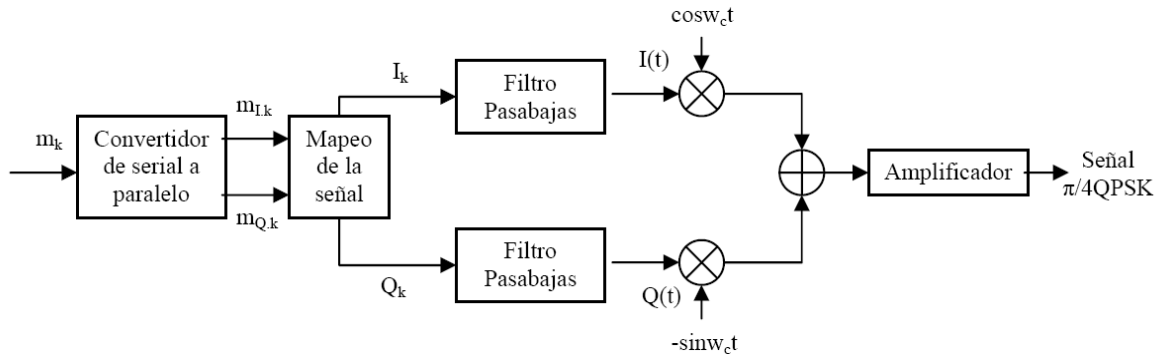


Figura 2. 8. Ejemplo transmisor [6]

Analizando los bloques del modulador $\pi/4$ -DQPSK, se tiene que los bits de entrada fragmentados por un convertidor serie a paralelo, con lo que obtenemos m_{Ik} y m_{Qk} , cada uno con una tasa de bit igual a la mitad de la de entrada, que con el mapeo se trasladan a los planos en fase (I_k) y cuadratura (Q_k), es importante comentar que los LPF (filtros paso bajo) son equivalentes a un integrador, cada uno es modulado por separado, después se suman para obtener una forma de onda $\pi/4$ -DQPSK.[6]

2.4.2 Demodulador $\pi/4$ -DQPSK

Para demodular la señal se empleará detección diferencial coherente, donde se deberán seguir los siguientes pasos:

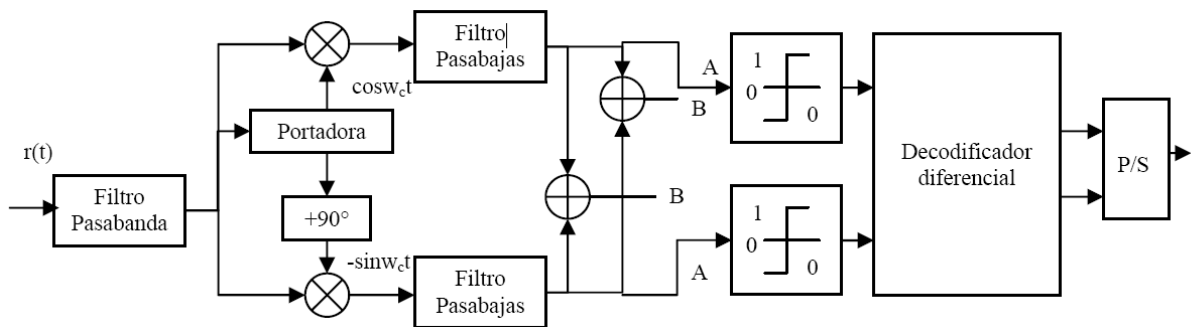


Figura 2. 9. Ejemplo receptor [6]

- 1.- Calcular las fases de todos los símbolos recibidos S_k
- 2.- Obtener la diferencia de fases entre símbolos consecutivos

$$\Delta\theta_k = fase(S_k) - fase(S_{k-1}) \quad (2.5)$$

3.- Se desmapean los valores de las fases a los bits correspondientes, aplicando la siguiente regla de decisión:

$$b_{1k} = (\sin \Delta\theta_k > 0) \quad (2.6)$$

$$b_{2k} = (\cos \Delta\theta_k > 0) \quad (2.7)$$

2.6 Características de la técnica de acceso y la multiplexación

TETRA utiliza la técnica de multiplexación de datos por división en el tiempo TDMA (*Time Division Multiple Access*) donde cada ráfaga de información a transmitir se distribuye en ranuras (slots) temporales lo que permite dar servicio de alta calidad de voz y datos.

En un sistema TDMA, cada ráfaga de información se transmite sobre un slot. Se requieren tiempos de guarda entre slots para permitir al transmisor activarse y desactivarse, produciéndose los retardos de propagación entre los diferentes transmisores. El período durante el cual se repiten transmisiones de ráfagas desde varias fuentes de información se denomina trama. [5]

El retardo de transito para un sistema de voz como TETRA incluye:

- Tiempo de almacenamiento de la información hasta completar una ráfaga. Debido a que los datos no se transmiten de forma continua, deben ser almacenados hasta que haya suficiente información disponible como para formar una ráfaga.
- Intervalo de muestreo durante el que se almacenan las muestras de voz.
- Tiempo de codificación de la información.
- Una vez codificados los datos, hay que esperar al siguiente slot disponible para transmitirlos. Retardo de acceso.
- La transmisión de los datos supone un tiempo igual a la duración de un slot.
- Al estar codificados los datos debe recibirse toda la ráfaga antes de poder ser decodificados.

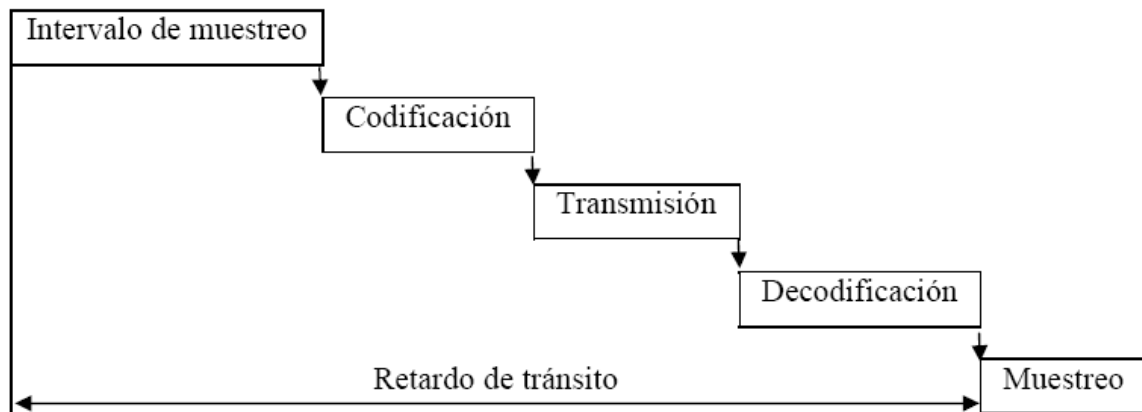


Figura 2. 10. Retardo de tránsito para un sistema de voz como TETRA [5]

La cuestión principal en el diseño de un sistema TDMA es el número de slots/ráfagas que conforman una trama y la tasa de transmisión de información sobre la portadora. Si se incrementa el tamaño de la trama, el tiempo entre ráfagas aumenta y con él la cantidad de información que puede ser transmitida en cada ráfaga y el retardo sufrido por los datos. Si la tasa de datos aumenta, habrá más ráfagas, y por tanto más usuarios podrán ubicarse en cada trama, pero aumenta el ancho de banda requerido.

Ventajas de un sistema TDMA:

- Para servicios de transmisión de datos de alta velocidad puede utilizar varios slots. Puede soportar servicios de datos de 7.2 kbits/s en un solo slot, y de 14.4 kbits/s, 21.6 kbits/s o 28.8 kbits/s simplemente empleando 2, 3 o 4 slots adyacentes para un móvil.
- En un sistema TDMA donde sólo se utilice un único slot, el usuario puede tener un servicio full duplex con un transceptor que solamente es half duplex, reduciéndose en consecuencia los costes. Esto es posible porque en TETRA los enlaces de subida y bajada están desfasados 2 slots de tiempo y por tanto, utilizaría el primero para recibir información, durante el segundo conmutaría a la transición que se producirá en el tercer slot.
- Otra ventaja de los sistemas TDMA es que permiten el intercambio de frecuencias. Debido a que cada ráfaga es independiente, es decir, empieza y acaba con el transmisor apagado, el transmisor puede cambiar la portadora a una frecuencia diferente entre ráfagas, evitando la interferencia o el desvanecimiento específico de una frecuencia en particular. Sin embargo, el intercambio de frecuencias introduce una gran complejidad y, por tanto, no se emplea en TETRA. [5]

2.4.1 Estructura de Tramas

A continuación presentamos la estructura de una trama TETRA:

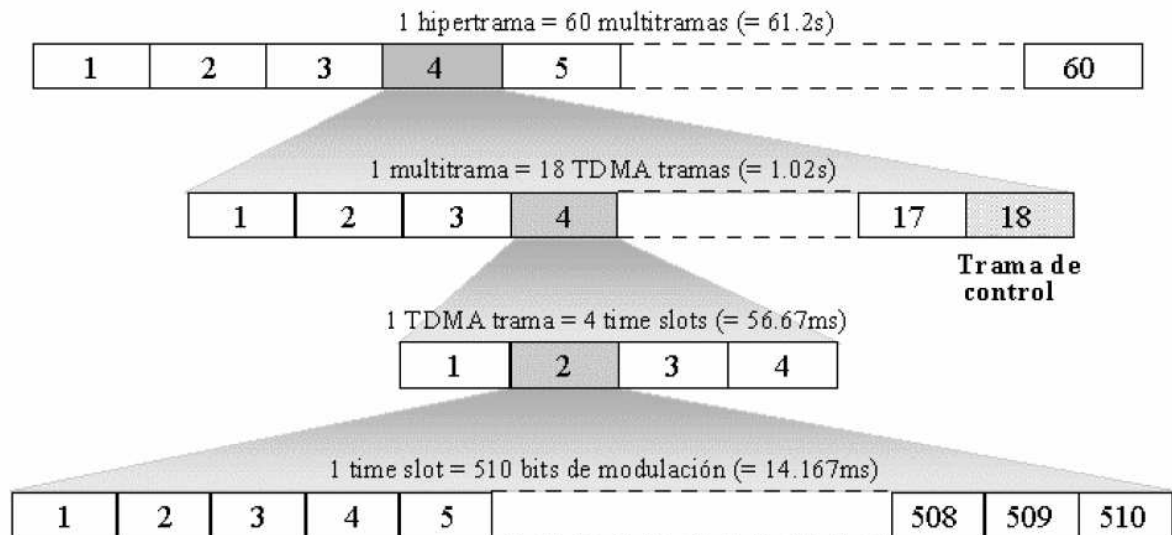


Figura 2. 11. Estructura tramas [5]

Cada uno de los cuatro slots que conforma una trama TETRA consta de 255 símbolos (510 bits). Cuando se agrupan 18 tramas se forma una multitrama (1,02 segundos). Además, TETRA V+D (Voz + Datos) agrupa 60 multitramas en una hipertrama de 61,2 segundos de duración.

Se utiliza la última trama de una multitrama para permitir el uso de información de señalización de control.

Capítulo 3. MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)

3.1 Introducción

Durante los últimos años, el gran desarrollo de las redes inalámbricas ha hecho que se incremente la demanda de espectro radioeléctrico lo que ha conducido al estudio de nuevas tecnologías que hagan un uso eficiente del espectro.

El principal fenómeno que dificulta la transmisión inalámbrica es el desvanecimiento multitrayecto, es el que limita sus prestaciones en comparación con otros sistemas como fibra óptica, cable coaxial o microondas. Por tanto, es crucial combatir o reducir este efecto entre los dispositivos remotos y las estaciones base sin necesidad de potencia y anchos de banda adicionales.

En la mayoría de los entornos dispersivos, la diversidad espacial es una técnica práctica, efectiva y ampliamente utilizada para reducir el efecto del desvanecimiento multitrayecto. Consiste en utilizar múltiples antenas en el transmisor y receptor. El principal problema de usar diversidad en recepción es el coste y el tamaño. Por ello se opta casi exclusivamente en aplicar la diversidad en las estaciones base para mejorar su calidad en la recepción.

La tecnología MIMO ha sido aclamada en las comunicaciones inalámbricas ya que aumenta significativamente la tasa de transferencia de información utilizando múltiples antenas en transmisión y en recepción. MIMO aprovecha la propagación multicamino para incrementar la tasa de transmisión y reducir la tasa de error. En breves palabras MIMO aumenta la eficiencia espectral de un sistema de comunicación inalámbrica por medio de la utilización del dominio espacial.

Estos sistemas son considerados como una de las mejores técnicas para aprovechar los recursos de espectro disponible y potencia. Además, se ha demostrado que el uso de la polarización espacial en sistemas MIMO puede reportar mejoras significativas en el comportamiento de dichos sistemas [7]-[10].

Winters [8], Foschini [9] y Telatar [10] establecen las bases de los sistemas MIMO y su capacidad para incrementar la eficiencia espectral. Sus estudios demuestran que, aumentando el número de antenas a ambos lados del canal, aumenta sustancialmente el número de bits transmitidos por hercio (capacidad).

3.2 Canal MIMO

Un sistema MIMO puede ser definido como aquel que incluye uno o varios enlaces inalámbricos en los que se usan dos o más antenas tanto en transmisión como en recepción.

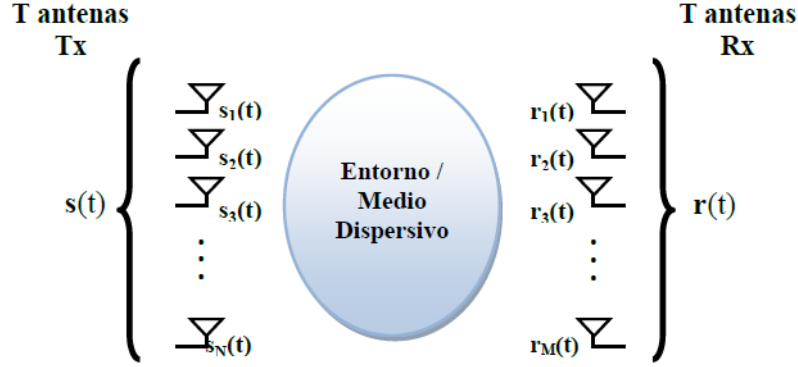


Figura 3. 1. Concepto MIMO [11]

Los sistemas MIMO están formados por un array de M antenas transmisoras y otro array de N antenas receptoras, sistema $M \times N$, con MN subcanales entre el array transmisor y el array receptor, como se muestra en la siguiente figura:

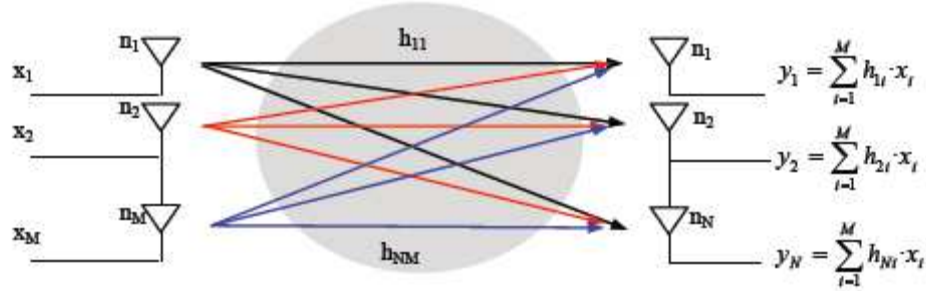


Figura 3. 2. Subcanales generados en un Sistema MIMO $M \times N$ [12]

Por lo que la respuesta al impulso del canal sería:

$$H(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1M}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2M}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N1}(t) & h_{N2}(t) & \dots & h_{NM}(t) \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Siendo cada uno de los elementos $h_{ij}(t)$ el canal generado entre la antena transmisora j , con $j=1, \dots, M$ y la antena receptora i , con $i=1, \dots, N$.

En el dominio temporal, la señal recibida por la antena i -ésima, se puede expresar como:

$$r_i(t) = \sum_{j=1}^N h_{ij}(t) * s_j(t) + n_i(t) \quad (3.2)$$

Donde:

$s_j(t)$ es la señal transmitida por la antena j -ésima

$h_{ij}(t)$ es la respuesta espacio-temporal del canal, introducida por la antena j -ésima

$$h_{ij}(t) = [h_{1j}(t) \quad h_{2j}(t) \quad \dots \quad h_{Mj}(t)]^T \quad (3.3)$$

$n_i(t)$ es el ruido en el receptor i -ésimo

Si transmisor y receptor se encuentran en un entorno de alta dispersión, los elementos de la matriz \mathbf{H} presentan baja correlación lo que es aprovechado por el canal MIMO para proporcionar alta eficiencia espectral.

La ecuación básica de un canal MIMO es:

$$r = g * s + n \quad (3.4)$$

o bien, su equivalente al aplicar la Transformada de Fourier al canal:

$$r = Gs + n \quad (3.5)$$

Donde:

\mathbf{r} representa un vector de N señales recibidas

\mathbf{s} es un vector de M señales transmitidas

\mathbf{G} es una matriz de $N \times M$ funciones de transferencia

\mathbf{n} es un vector de ruido formado por N elementos.

Considerando $h(t)$ la forma normalizada de la respuesta al impulso del canal $g(t)$, se puede simplificar la anterior ecuación como:

$$r = Hs + n \quad (3.6)$$

3.3 Técnicas MIMO

El objetivo principal de los sistemas MIMO garantizar un aumento de la capacidad (velocidad de transmisión), si el entorno de propagación ofrece una rica dispersión de la señal. Para conseguir este objetivo, utilizan distintas técnicas que mejoran los esquemas de transmisión o la fiabilidad del enlace. [12]

El principal problema de las comunicaciones radio son los desvanecimientos producidos por el efecto de la propagación multicamino. Es por tanto que se han desarrollado técnicas que tratan de mitigar estos efectos y a su vez, mejorar la SNR.

La multiplexación espacial es una de las técnicas que mejoran los esquemas de transmisión utilizando multiples antenas que generan subcanales paralelos por los que transmitir flujos de información independientes. Con esta técnica se consigue *Ganancia por multiplexación espacial*.

Otras técnicas, minimizan la probabilidad de error y mejoran la SNR, que permiten esquemas de codificación superiores, aumentando el alcance o reduciendo la potencia transmitida. Destacan la codificación espacio temporal, que introduce *Ganancia por diversidad* y la combinación de señales en transmisión y/o recepción *Ganancia por array*.

A continuación vamos a ver algunas de las técnicas que contribuyen a estas mejoras:

3.3.1 Técnicas de Diversidad Espacial en Recepción

Estas técnicas consisten en separar varias antenas una distancia determinada, de forma que cada una reciba una réplica de la señal transmitida. Si la distancia de separación entre las antenas es suficiente, los desvanecimientos de las réplicas recibidas serán independientes, de forma que será improbable que todas ellas sufran desvanecimientos en los mismos instantes.

Esta técnica solo aprovecha las propiedades de diversidad aplicadas en recepción, mientras que las siguientes que veremos emplean diversidad en ambos extremos para mejorar la eficiencia espectral del canal

Se han desarrollado diferentes algoritmos de diversidad espacial, según la forma de combinar las réplicas en el receptor, para obtener una señal de calidad.

3.3.1.1 Diversidad por selección (*Selection combining*)

Este algoritmo se utiliza en receptores simples sin muchos requerimientos de procesamiento. Su funcionamiento consiste en seleccionar la señal con mayor SNR para pasarla al decodificador. En la práctica, dado que es difícil medir la SNR se usa la señal cuya suma de potencia de señal más potencia de ruido es máxima, de esta forma, aunque no se consiga la mejor SNR constantemente, sí que se mejora el uso respecto a un sistema SISO.

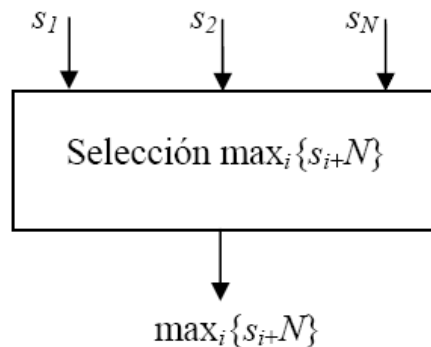


Figura 3. 3. Esquema de diversidad por selección [12]

3.3.1.2 Combinación por razón máxima (*Maximal Ratio Receive Combininig - MRRC*)

Este algoritmo pesa las señales recibidas por cada antena y las combina coherentemente para maximizar la SNR de la señal resultante. Para ello, asigna a cada receptor un peso proporcional al nivel cuadrático medio de la señal (rms), e inversamente proporcional a la potencia del ruido n^2 .

La relación señal a ruido media conseguida por este algoritmo, es equivalente a la SNR media en una rama multiplicada por el número de ramas que tenga

$$SNR_{media} = N \cdot SNR_i \quad (3.7)$$

Para comprender su funcionamiento, vamos a ver el esquema de un sistema MRRC de dos ramas (1 antena transmisora y 2 antenas receptoras).

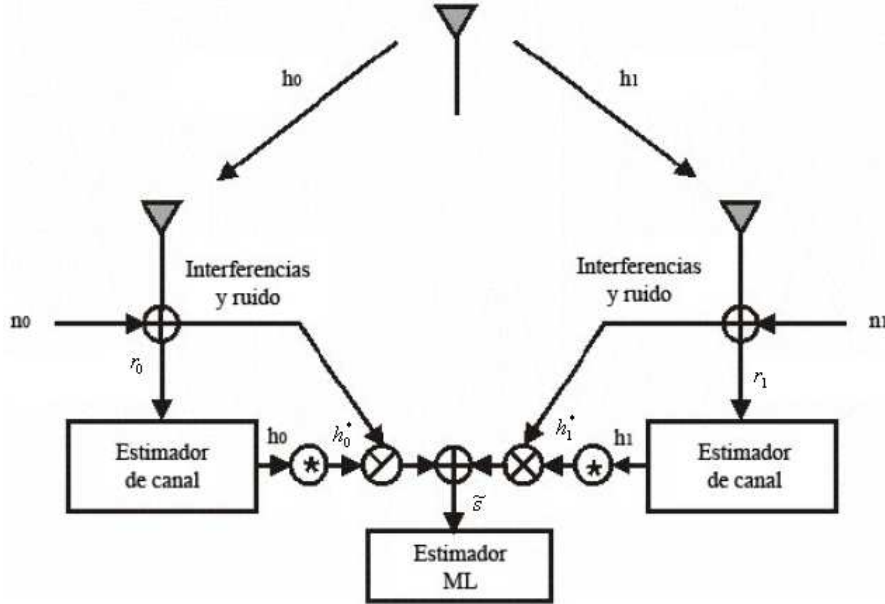


Figura 3. 4. Esquema del MRRC de dos ramas [5]

El transmisor envía una señal s_0 al receptor. Al existir dos antenas en el receptor, existirán dos posibles canales por los que viajará la señal. Dichos canales se pueden modelar como una distorsión compleja compuesta, cuya respuesta se puede expresar como:

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 \cdot e^{j\theta_0} \\ h_1 &= \alpha_1 \cdot e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (3.8)$$

La señal recibida por cada una de las antenas, se verá afectada por ruido e interferencias en su camino, que se representan mediante dos variables aleatorias complejas n_0 y n_1 .

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 \cdot s_0 + n_0 \\ r_1 &= h_1 \cdot s_0 + n_1 \end{aligned} \quad (3.9)$$

Las señales recibidas se combinarán según la siguiente expresión

$$\tilde{s}_0 = h_0^* \cdot r_0 + h_1^* \cdot r_1 = h_0^* (h_0 \cdot s_0 + n_0) + h_1^* (h_1 \cdot s_0 + n_1) = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \cdot s_0 + h_0^* \cdot n_0 + h_1^* \cdot n_1 \quad (3.10)$$

Esta señal, es introducida al detector de máxima verosimilitud. Este decisor, asumiendo que el ruido sigue una distribución Gaussiana, elegirá si se cumple:

$$d^2(r_0, h_0 \cdot s_i) + d^2(r_1, h_1 \cdot s_i) \leq d^2(r_0, h_0 \cdot s_k) + d^2(r_1, h_1 \cdot s_k) \quad \forall i \neq k \quad (3.11)$$

donde $d^2(x, y)$ representa la distancia euclídea al cuadrado de las señales x e y , calculada mediante la siguiente expresión:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (3.12)$$

Aplicando estas expresiones sobre la (3.22), elegiremos s_i si:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \cdot |s_i|^2 - \tilde{s}_0 \cdot s_i^* - \tilde{s}_0^* \cdot s_i \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \cdot |s_k|^2 - \tilde{s}_0 \cdot s_k^* - \tilde{s}_0^* \cdot s_k \quad \forall i \neq k \quad (3.13)$$

o de forma equivalente:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) \cdot |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) \cdot |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad \forall i \neq k \quad (3.14)$$

Las señales PSK (con constelaciones con igual energía), se cumple que:

$$|s_i|^2 = |s_k|^2 = E_s \quad \forall i, k \quad (3.15)$$

donde E_s es la energía de la señal. Por tanto, la regla de decisión (3.25) se puede simplificar eligiendo s_i si:

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad \forall i \neq k \quad (3.16)$$

3.3.1.3 Combinación por misma ganancia (Equal Gain Combininig - EGC)

Este método utiliza pesos como el MRC, pero con amplitud unitaria, por tanto en el caso de señales con SNR baja, tiene menor rendimiento que el MRC, ya que al tener todas las réplicas el mismo peso, la combinación degrada la señal resultante y su SNR. Como ventaja frente al MRC destaca su fácil diseño. [12]

3.3.2 Codificación Espacio - Temporal (Space-Time Coding, STC)

Estas técnicas tratan las señales a transmitir como vectores de símbolos que representan un código determinado. Su objetivo es realizar una codificación óptima para que la señal pueda ser demodulada de forma eficiente en el receptor, aunque tenga una SNR más baja.

Su objetivo es el de maximizar la ganancia por diversidad espacial, para así disminuir la tasa de error media, en los sistemas MIMO. Para ello emplea codificación tanto en espacio como en tiempo para correlar las señales transmitidas por antenas diferentes, y de esta forma aprovechar los desvanecimientos del canal y minimizar los errores derivados de este.

Esta técnica mejora el rendimiento del enlace sin aumentar el ancho de banda.

3.3.2.1 Algoritmo de Alamouti para dos antenas transmisoras y una receptora

Alamouti propuso un esquema basado en codificación ortogonal con dos antenas transmisoras y un número aleatorio de M antenas receptoras, el cual consigue una diversidad de $2M$, con una complejidad parecida al MRRC.

La siguiente figura representa el esquema de transmisión en Banda Base, para un algoritmo de Alamouti. Dentro de este esquema, existen tres partes fundamentales necesarias de implementar:

- Codificación de la señal y transmisión de los símbolos
- Combinación de las señales en recepción
- Decisión utilizando Estimador ML

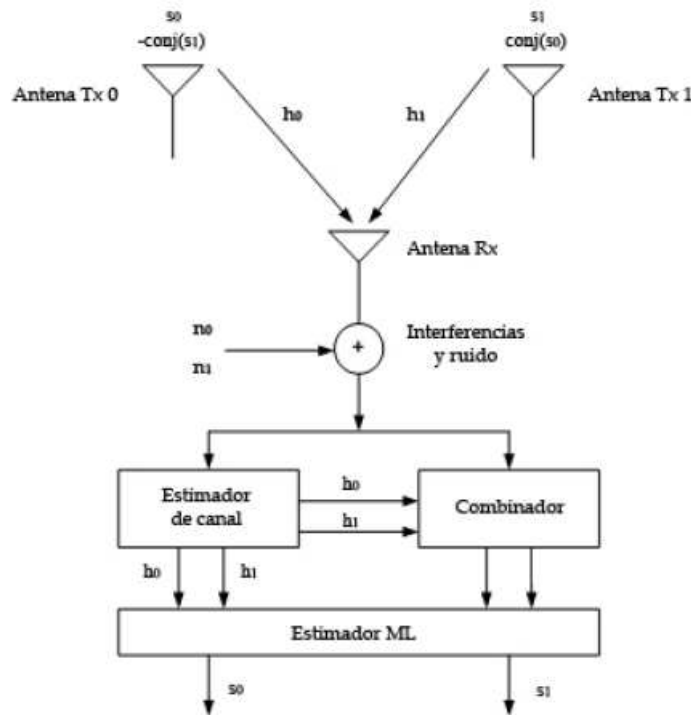


Figura 3. 5. Esquema de Alamouti de dos ramas [5]

Vamos a ver con detalle, en qué consiste cada una de estas funciones:

1. Codificación de la señal y transmisión de los símbolos

En el instante t , las antenas transmiten simultáneamente dos símbolos:

- s_0 será la señal transmitida por la antena 1
- s_1 será la señal transmitida por la antena 2

En el siguiente periodo de símbolo ($t+T$), estos símbolos serán conjugados y transmitidos por la otra antena, siguiendo la siguiente secuencia

	Antena 1	Antena 2
Instante t	s_0	s_1
Instante t+T	$-s_1^*$	s_0^*

Tabla 3. 1. Secuencia de Codificación y Transmisión

Como se puede observar, la codificación se hace en espacio y tiempo, aunque también sería posible realizarla en espacio y frecuencia utilizando dos portadoras adyacentes en lugar de dos símbolos adyacentes.

El canal en un instante t se puede modelar por una distorsión compleja, asumiendo que el desvanecimiento permanece constante para dos símbolos consecutivos podemos escribir:

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Las señales recibidas pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} r_0 &= r_0(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r_1(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (3.18)$$

Donde:

r_0 y r_1 son las señales recibidas en los instantes t y t+T

n_0 y n_1 son variables aleatorias complejas que representan al ruido e interferencias

2. Combinación de las señales en recepción

Las señales que llegan al receptor, se combinan generando las siguientes señales, que serán enviadas al detector ML

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* \cdot r_0 + h_1 \cdot r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* \cdot r_0 - h_0 \cdot r_1^* \end{aligned} \quad (3.19)$$

Este esquema de combinación es distinto del MRRC (3.10), ya que sustituyendo (3.17) y (3.18) en (3.19), obtenemos:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \cdot s_0 + h_0^* \cdot n_0 + h_1 \cdot n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \cdot s_1 - h_0 \cdot n_1^* + h_1^* \cdot n_0 \end{aligned} \quad (3.20)$$

3. Decisión utilizando un Estimador ML

Tras el combinador, las señales estimadas se introducen en un detector de máxima verosimilitud que para cada señal s_0 y s_1 , utiliza la regla de decisión expresada en (3.14) o (3.16) para señales PSK.

Las señales estimadas (3.20) son equivalentes a las obtenidas con el MRRC en (3.10), diferenciándose únicamente en las rotaciones de fase sobre las componentes de ruido, lo que no degrada la SNR efectiva.

3.3.2.2 Alamouti, para un dos antenas transmisoras y M antenas receptoras

Para aplicaciones donde fuese necesario un mayor orden de diversidad en recepción, se puede implementar un esquema de Alamouti de dos antenas transmisoras y M antenas receptoras, con el cual se alcanza un orden de diversidad de $2M$.

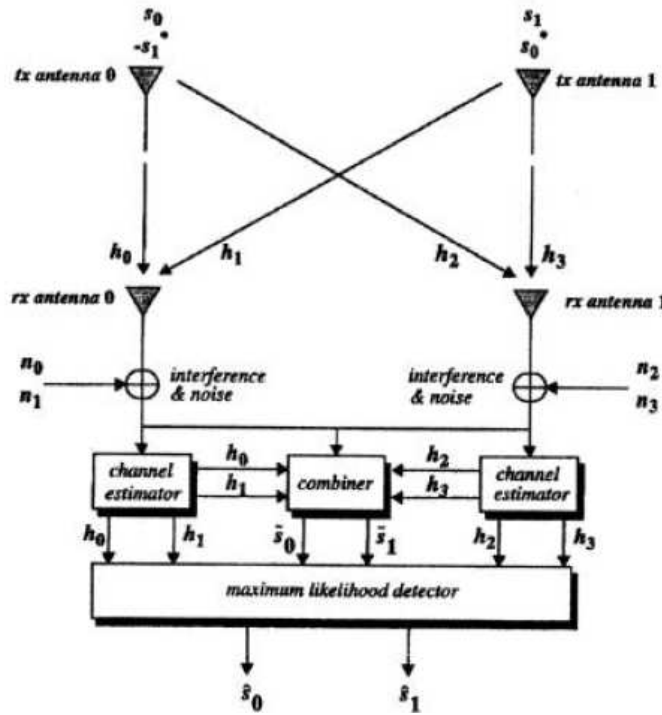


Figura 3. 6. Esquema Alamouti con dos antenas transmisoras y dos receptoras [5]

La codificación de símbolos y la secuencia de transmisión, es la misma que para el caso con 2 antenas transmisoras y 1 antena receptora, por tanto sigue siendo válida la secuencia de la tabla Tab.3.1.

Al existir dos antenas en recepción, existen 4 posibles canales de transmisión en función de qué antenas sean las que transmitan y las que reciban. Podemos expresar sus respuestas como:

	Rx Antena 0	Rx Antena 1
Tx Antena 0	h_0	h_2
Tx Antena 1	h_1	h_3

Tabla 3. 2. Canales posibles entre las antenas transmisoras y receptoras

Las señales recibidas se van a denotar por:

	Rx Antena 0	Rx Antena 1
Instante t	r_0	r_2
Instante t+T	r_1	r_3

Tabla 3. 3. Señales recibidas por las antenas receptoras

Y su valor, viene definido por las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 \cdot s_0 + h_1 \cdot s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 \cdot s_1^* + h_1 \cdot s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 \cdot s_0 + h_3 \cdot s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 \cdot s_1^* + h_3 \cdot s_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Donde n_0, n_1, n_2, n_3 son variables aleatorias complejas que representan el ruido y las interferencias en cada canal.

En este caso, al combinar las señales recibidas, obtenemos las siguientes estimaciones de señal, que serán enviadas al detector de máxima verosimilitud:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* \cdot r_0 + h_1 \cdot r_1^* + h_2^* \cdot r_2 + h_3 \cdot r_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* \cdot r_0 - h_0 \cdot r_1^* + h_3^* \cdot r_2 - h_2 \cdot r_3^*
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Sustituyendo las ecuaciones apropiadas obtenemos:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) \cdot s_0 + h_0^* \cdot n_0 + h_1 \cdot n_1^* + h_2^* \cdot n_2 + h_3 \cdot n_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) \cdot s_1 - h_0 \cdot n_1^* + h_1^* \cdot n_0 - h_2 \cdot n_3^* + h_3^* \cdot n_2
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

El detector de máxima verosimilitud emplea la regla de decisión para señales PSK, como se muestra a continuación.

Para cada señal s_0 , elegiremos s_i si se cumple que:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) \cdot |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) \cdot |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \tag{3.24}$$

o equivalentemente

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad \forall i \neq k \tag{3.25}$$

Igualmente para s_1 , elegiremos s_i si:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) \cdot |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) \cdot |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k) \tag{3.26}$$

o su equivalente:

$$d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_1, s_k) \quad \forall i \neq k \quad (3.27)$$

Las señales combinadas en (3.23) son equivalentes a un esquema MRRC con 1 antena Transmisora y 4 Receptoras. Por tanto, la diversidad conseguida con ambas configuraciones es del mismo orden.

Es interesante destacar que las señales de las dos antenas receptoras son simplemente la suma de las señales combinadas de cada antena. Por tanto, un sistema con dos antenas transmisoras y M antenas receptoras, podría utilizar un combinador para cada antena receptora y entonces, sumaría todas las señales para conseguir una diversidad del mismo orden que un MRRC con 2M ramas. En resumen, usando dos antenas en el transmisor el esquema dobla la diversidad de sistemas con una antena transmisora y múltiples antenas receptoras.

3.3.3 Multiplexado Espacial (Spatial Multiplexing)

Estas técnicas transmiten la información de forma independiente por cada antena. El receptor es el encargado de recuperar la señal y reconstruirla para formar el código transmitido.

El objetivo del multiplexado espacial, a diferencia de la codificación espacio-temporal, es maximizar la tasa de transmisión, es decir, la eficiencia espectral. Este esquema, transmite flujos de información independientes por cada antena, ocupando todos ellos el mismo ancho de banda y el mismo slot temporal.

Gracias a que los canales están incorrelados por la propagación multicamino y al conocimiento del canal en el receptor es posible separar los distintos flujos de información. Así en un sistema M×N, M símbolos independientes se transmiten simultáneamente en un periodo de símbolo, luego la tasa del código para una longitud de trama unitaria es M.

3.3.3.1 Vertical - BLAST (V-BLAST)

Este esquema, divide el flujo de datos inicial repartiéndolo entre las diferentes antenas transmisoras.

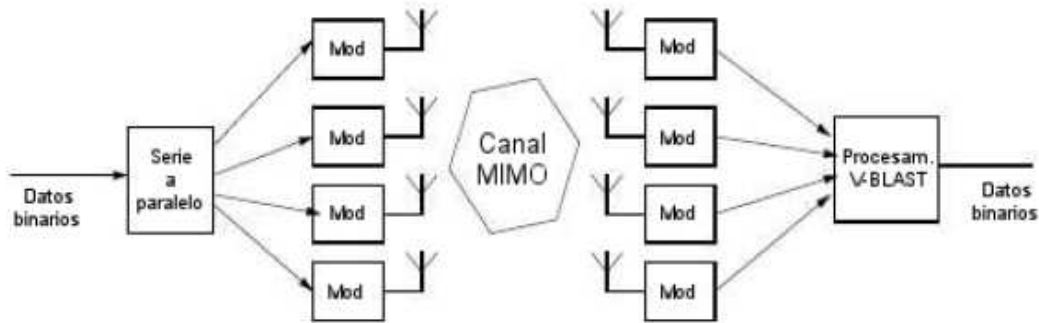


Figura 3. 7. Arquitectura V-BLAST [13]

Cada uno de estos flujos se codifica en los símbolos de la constelación utilizada de forma independiente y se transmiten todos ellos simultáneamente en ráfagas, respetando las antenas una separación mínima de una semilongitud de onda.

Las antenas receptoras operan independientemente y en la misma banda de frecuencia, y cada una recibe las señales de todos los transmisores, aunque modificadas de forma diferente por el efecto del desvanecimiento multitrayecto y el ruido AWGN. [13]

3.3.3.2 Diagonal - BLAST (D-BLAST)

La principal diferencia de este esquema con el V-BLAST se encuentra en la distribución de los flujos de datos entre las antenas transmisoras. Mientras que en V-BLAST cada uno de ellos se transmite íntegramente en la antena asociada, en D-BLAST se irán distribuyendo circularmente de forma que en la transmisión de cada flujo de datos habrán participado todas las antenas, aprovechando la diversidad espacial. [13]

En la figura 3.15 se muestra el esquema de codificación seguido por este método, en el cual, cada fila de la cuadrícula corresponde a los datos transmitidos por una antena, y cada columna representa las ráfagas transmitidas en un tiempo t .

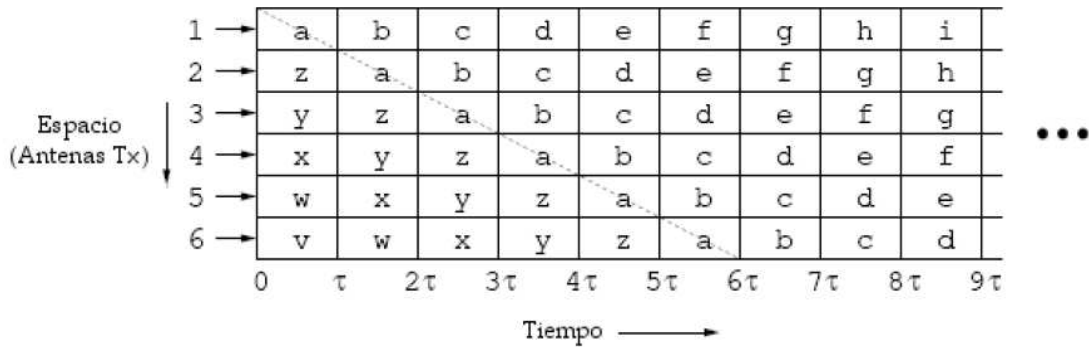


Figura 3. 8. Estructura de codificación D-BLAST [13]

3.4 Ganancia MIMO

3.4.1 Ganancia por multiplexación espacial

La multiplexación espacial consiste en la transmisión de flujos de información independientes por las diferentes antenas de manera simultánea.

El número de subcanales equivalentes K viene dado por el número de autovalores significativos de la matriz de transferencia del canal H . El multiplexado en K canales consigue en teoría aumentar la velocidad de transmisión en un factor K , sin necesidad de mayor potencia ni ancho de banda extra. De esta forma, se consigue una eficiencia

espectral próxima a la capacidad del canal, sin necesidad de que el transmisor conozca el estado del canal.

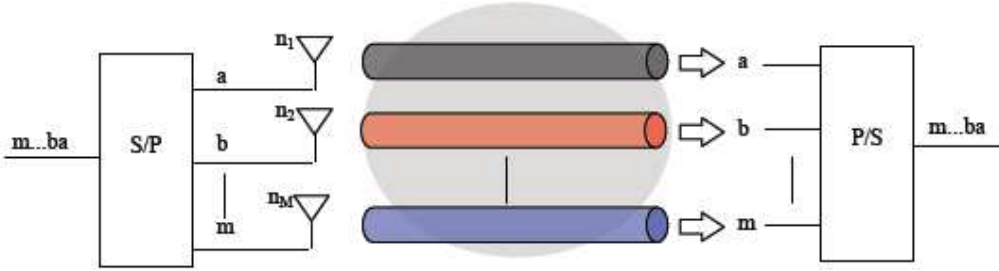


Fig. 3.2. Esquema de multiplexación espacial [12]

La ganancia por multiplexación se obtiene aplicando la siguiente ecuación:

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{R(SNR)}{\log(SNR)} = r \quad (3.28)$$

En un sistema MIMO con $M \times N$ antenas, la máxima ganancia que se puede conseguir es

$$r_{\max} = \min(M, N) \quad (3.29)$$

3.4.2 Ganancia por diversidad

En los sistemas MIMO de $M \times N$ canales, al existir varias antenas por las que se puede transmitir y recibir de forma simultánea, se consigue mejorar la fiabilidad del enlace, minimizando el efecto de los desvanecimientos y disminuyendo la probabilidad de error.

Esto es posible siempre que la señal transmitida se haya propagado por canales con desvanecimientos independientes. De esta forma, en el receptor se pueden combinar las réplicas de la señal recibida para construir una señal resultante que compense los desvanecimientos del canal. Es por tanto, que la ganancia por diversidad en un sistema MIMO representa la mejora de la SNR respecto al mejor valor de la SNR del canal SISO.

La diversidad puede conseguirse en frecuencia, tiempo, espacio, polarización..., aunque es preferible el uso la diversidad espacial ya que no repercute en la eficiencia espectral del sistema.

La ganancia por diversidad se encuentra unida al concepto de probabilidad de outage del canal (probabilidad de que la SNR se encuentre por debajo de un umbral que haga que el sistema no esté disponible). De esta forma se puede dar la calidad de rendimiento del canal según un nivel de probabilidad.

Por ejemplo, en la siguiente figura podemos ver como la ganancia por diversidad de un sistema SIMO (*Single-Input Multiple-Output*), respecto a un sistema SISO (*Single-Input*

Single-Output), varía en función del valor SNR, siendo superior para una probabilidad de outage del 1%, que para un outage del 5%.

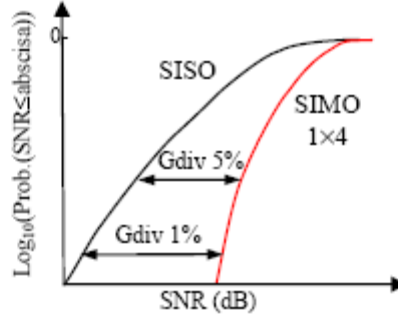


Figura 3. 9. Ejemplo de ganancia por diversidad en recepción [9]

La ganancia por diversidad se obtiene al aplicar:

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log P_e(SNR)}{\log(SNR)} = -d \quad (3.30)$$

Esto implica que la probabilidad de error en un sistema MIMO, cae en una proporción SNR^{-d} , mientras que en los sistemas SISO la proporción es de SNR^{-1} .

En condiciones ideales, en un sistema MIMO $M \times N$ se puede alcanzar una ganancia de diversidad máxima de

$$d_{\max} = MN \quad (3.31)$$

3.4.3 Ganancia por array

La ganancia de array, según Andersen, se define como la potencia recibida en un sistema MIMO respecto a la potencia recibida en un sistema SISO. Se obtiene procesando las señales en el transmisor y el receptor, y combinándolas de forma coherente. Para poder combinar las señales y obtener un aumento de la relación señal a ruido media recibida, el transmisor o el receptor deben conocer la respuesta del canal.

En el receptor es fácil conocer dicha respuesta utilizando secuencias de entrenamiento, mientras que el transmisor necesitaría de una señal de realimentación, es por tanto, que la ganancia de array se implementa generalmente en el receptor.

En MIMO se consideran dos tipos de sistemas, los sistemas con realimentación (lazo cerrado) y los sistemas sin realimentación (lazo abierto). La ganancia aportada en un caso y otro viene dada por las siguientes expresiones:

$$\text{Ganancia lazo cerrado: } \rho = 10 \log_{10} MN \quad (3.32)$$

$$\text{Ganancia lazo abierto: } \rho = 10 \log_{10} N \quad (3.33)$$

La ganancia de array está relacionada con la ganancia por diversidad en recepción, de forma que aunque un sistema $M \times 1$ tenga la misma ganancia por diversidad que otro $1 \times M$, este último tendrá asociada además una ganancia en array de $10 \log_{10} M$, como se puede observar en la siguiente figura.

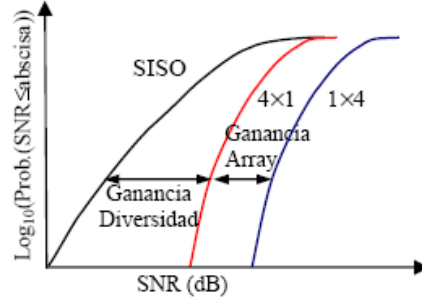


Figura 3. 10. Ejemplo de diversidad en transmisión, ganancia en diversidad y de array en recepción [12]

3.4.4 Solución de compromiso

Estas técnicas no pueden ser aplicadas simultáneamente, ya que una ganancia por multiplexado alta conlleva una pérdida de ganancia en diversidad, es por tanto que se debe encontrar una situación de compromiso entre ellas, que mejore la probabilidad de error y la tasa de transmisión de datos.

Para bloques de información de tamaño $N_b > M+N-1$, se puede expresar la ganancia por diversidad d , en función de la ganancia por multiplexado k , mediante la siguiente expresión:

$$d(k) = (M - k)(N - k) \quad (3.34)$$

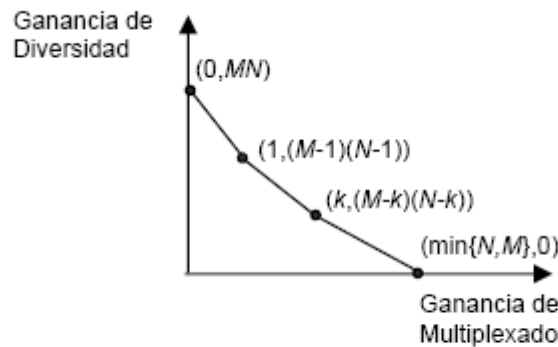


Figura 3. 11. Compromiso entre ganancia de diversidad y de multiplexado [12]

De esta forma, se pueden usar $(M-k)$ antenas transmisoras y $(N-k)$ antenas receptoras, para proporcionar diversidad, y utilizar k antenas para obtener ganancia por multiplexado.

3.5 Capacidad MIMO

Shannon define la capacidad de un canal invariante como la máxima información mutua entre la entrada y la salida del canal. En su teorema establece que la máxima información mutua es la máxima velocidad con que se pueden transmitir datos a través del canal, con una pequeña probabilidad de error.

El número de antenas utilizadas en la transmisión o recepción influye en dicha capacidad. Cuando aumentamos el número de antenas en recepción, para conseguir mayor diversidad, la capacidad mejora según el número de antenas introducido.

3.5.1 SISO

Para un sistema con una sola antena tanto en transmisión como en recepción, la capacidad viene dada por la formula de Shannon [4]:

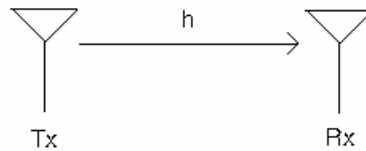


Figura 3. 12 Sistema SISO

$$C_{SISO} = \log_2 (1 + \rho |h|^2) \text{ bps/Hz} \quad (3.35)$$

Donde ρ simboliza la SNR en recepción y h la respuesta compleja normalizada del canal.

3.5.2 MISO

MISO (Multiple input Single output) en el caso de varias antenas de emisión pero únicamente una en el receptor [10].

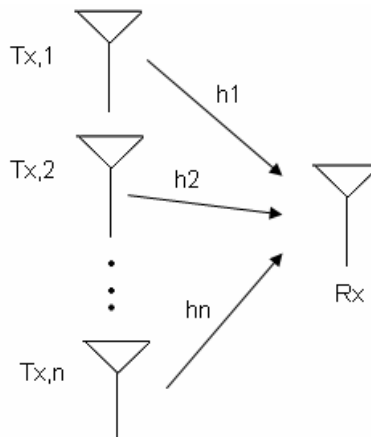


Figura 3. 13. Sistema MISO

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \right) \text{ bps/Hz} \quad (3.36)$$

donde M es el número de antenas transmisoras, SNR vuelve a ser la relación señal a ruido en el receptor y h_i es la respuesta compleja normalizada del canal cuando transmite la antenna i-esima. La SNR se normaliza para garantizar que la potencia transmitida por todas las antenas es la misma [4].

En este caso se normaliza la SNR respecto al número de antenas transmisoras para cumplir la restricción de potencia total transmitida constante. La capacidad también se ve aumentada de forma logarítmica según el valor de M.

3.5.3 SIMO

SIMO (Single input multiple output) en el caso de una única antenna de emisión y varias antenas en el receptor [14]. El objetivo que se persigue ahora es tener varias antenas en recepción de forma que tengamos diversidad en recepción.

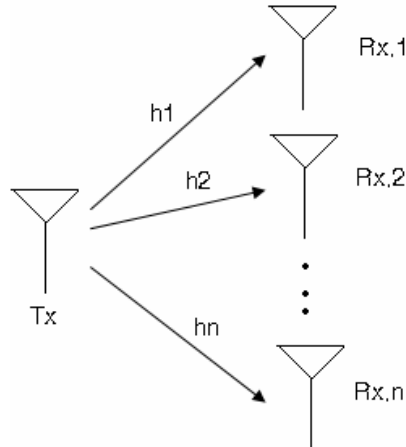


Figura 3. 14. Sistema SIMO

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) \text{ bps/Hz} \quad (3.37)$$

h_i es la respuesta del canal para la antenna receptora i. Con esta configuración se consigue un aumento logarítmico de la capacidad media según el valor de N.

3.5.4 MIMO

Para los sistemas MIMO que combinan la diversidad en transmisión y recepción, con M antenas transmisoras y N antenas receptoras como se muestra en la figura:

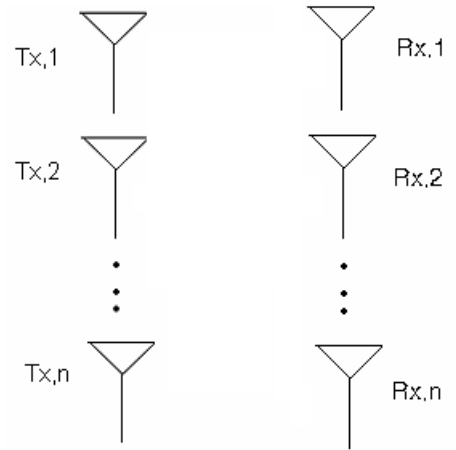


Figura 3. 15. Sistema MIMO

La capacidad viene dada por:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left[\det \left(I_N + \frac{\rho}{M} H H^H \right) \right] \text{ bps/Hz} \quad (3.38)$$

Donde:

I_N es la matriz identidad $N \times N$

$(\cdot)^H$ es la función transpuesta conjugada

H es la matriz normalizada de la respuesta al impulso del canal

ρ es el SNR en recepción

Foschini y Telatar [9][10] demostraron que la capacidad en los sistemas MIMO crece linealmente con $m = \min(M, N)$, a diferencia de los casos anteriores donde el crecimiento era logarítmico.

Capítulo 4. Hardware empleado en el diseño del sistema

4.1 Introducción

En este capítulo vamos a comentar los equipos que se han utilizado para implementar el diseño hardware de un sistema de comunicaciones TETRA.

4.2 Tarjeta de adquisición de datos NI USB-6259 [15]

En esta sección se van a indicar las principales características de la tarjeta de adquisición de datos USB-6259 de National Instruments, utilizada para el envío de la trama al modulador y para la adquisición de datos en el demodulador, así como el modo de configurar los distintos canales de entrada mediante software.



Figura 4. 1. Tarjeta de adquisición de datos NI USB-6259

Una parte importante que hay que tener en cuenta, es que hay que tener instalado en el PC donde se ejecute la aplicación la versión de la caja de herramientas de Matlab 2.11 (Data Acquisition Toolbox 2.11) para la versión de Matlab 7.40 R2007a y los devices de la tarjeta de adquisición NI-DAQmx 8.6. De esta forma, cuando conectemos al PC la tarjeta de adquisición, el PC detecta la tarjeta y entonces procedemos a ejecutar Matlab. Así reconocerá la tarjeta de adquisición USB-6259 y cargará las funciones específicas de este hardware.

4.2.1 Características de la tarjeta

El módulo USB-6259 de National Instruments es un módulo de adquisición de datos (DAQ) multifunción USB de alta velocidad.

El módulo ofrece 32 entradas analógicas, velocidades de muestreo de un solo canal de 1.25 MS/s (1 MS/s acumulado), 4 salidas analógicas muestreadas a 2.8 MS/s, 48 líneas de E/S digital, 32 E/S digitales correlacionadas de hasta 1 MHz por medio del bus USB. El rango máximo de entrada está entre +10V y -10V y el mínimo entre +50mV y -50mV. El dispositivo NI USB-6259 es ideal para aplicaciones como adquisición de señal dinámica y medidas de sensor cuando se utiliza con sistemas de acondicionamiento de señal.

Tiene tres posibles modos de entrada: nonreferenced single-ended (NRSE), referenced single-ended (RSE) y diferencial (DIFF). Los modos single-ended proporcionan 16 canales de entrada, mientras que el modo DIFF proporciona 8 canales de entrada.

El módulo USB-6259 de National Instruments está diseñado específicamente para aplicaciones móviles. La instalación plug-and-play minimiza el tiempo de configuración y montaje mientras que la conectividad directa con terminal de tornillo ayuda a mantener los precios bajos y simplifica las conexiones de señal. El software NI-DAQmx brinda interfaces de programación y configuraciones fáciles de usar para ayudar a reducir el tiempo de desarrollo.

4.2.2 Configuración SW de la tarjeta

Podemos tanto alimentar las salidas de la tarjeta como adquirir las señales mediante software. Para ello, debemos abrir el Software de *National Instruments Measurement & Automation*:

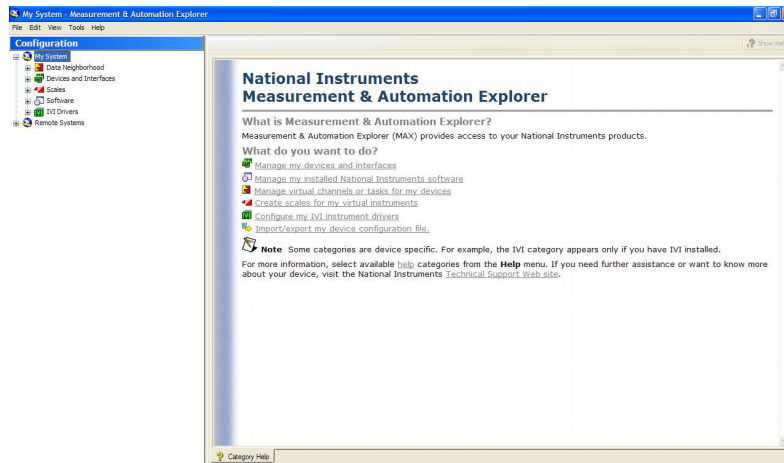


Figura 4. 2. Measurement & Automation de National Instruments

Una vez abierta la ventana hacemos clic sobre el icono Data Neighborhood con el botón derecho y nos aparecerá la opción *Create New...*, seleccionamos y se abrirá una nueva ventana:

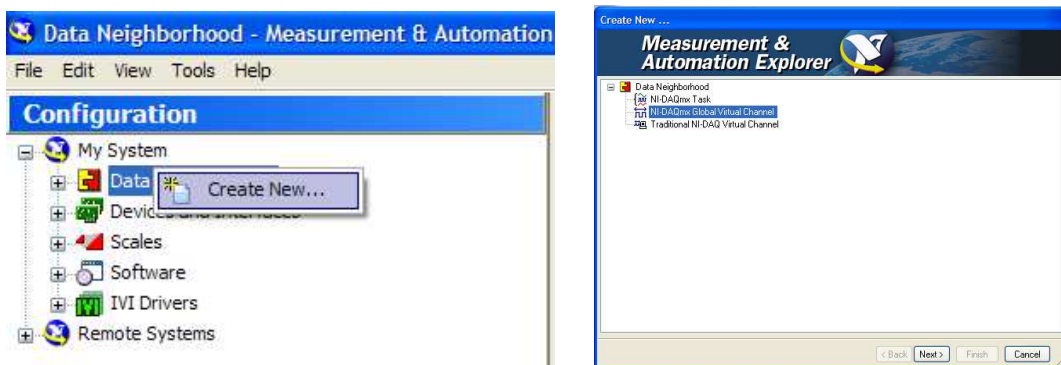


Figura 4. 3. Crear una nueva señal con SW Measurement & Automation

En la ventana podemos elegir si el canal que vamos a configurar es una entrada analógica, una salida analógica o un canal de entrada y salida digital. Se selecciona la

entrada analógica (Analog Input) y seleccionamos una señal de voltaje. Además, podemos darle el nombre al canal.

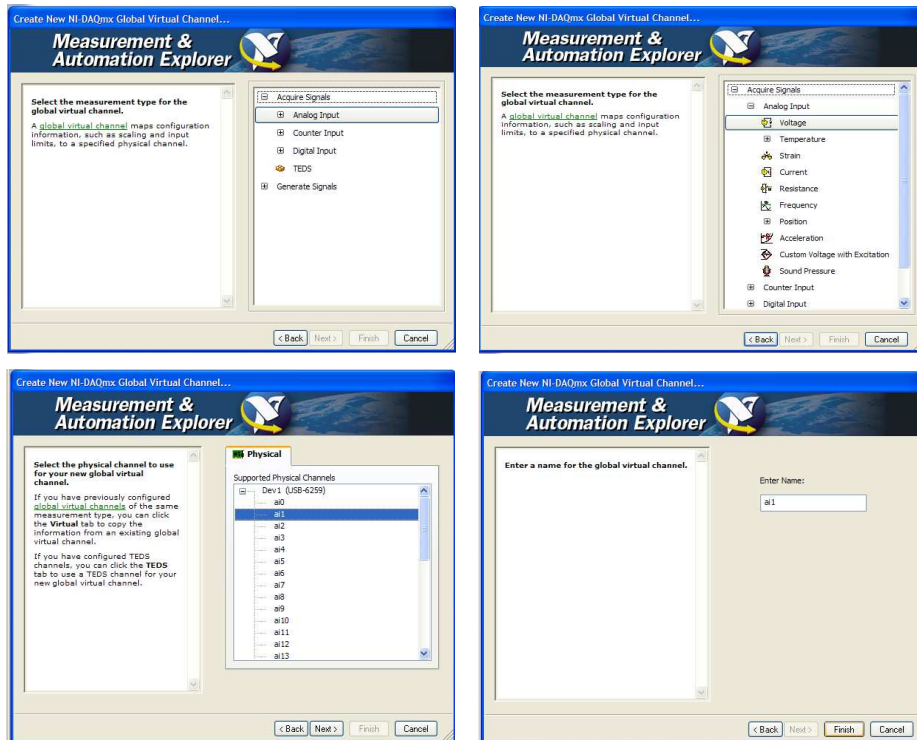


Figura 4. 4. Pasos a seguir para creación de entrada analógica

Por último, se definen las unidades y el rango de la señal que se va a medir. Se puede seleccionar el tipo de escalado deseado para la señal adquirida, así como el modo de configuración del mismo (*DIFF*, *RSE*, *NRSE*). En función del canal y el modo seleccionado nos indica los pins donde debemos conectar el dispositivo a medir.

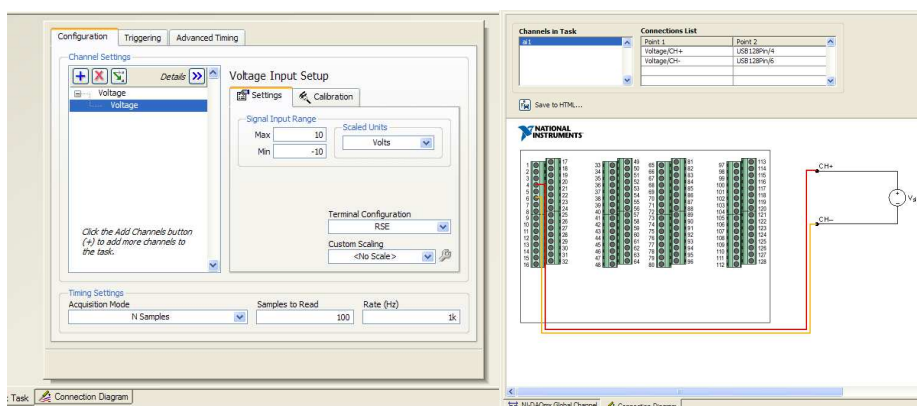


Figura 4. 5. Configuración de entrada analógica

4.3 Modulador en cuadratura AD8345 140MHz - 1000MHz [16]

El modulador AD8345 está diseñado para el uso en un rango de frecuencias de 140MHz a 1000 MHz. La señal externa del oscilador local se divide en dos componentes en cuadratura. Las componentes en fase y cuadratura se mezclan con las señales de entrada en banda base diferenciales I y Q. Finalmente, las señales de salida de los dos mezcladores se combinan para proporcionar una señal adaptada a 50 ohmios.

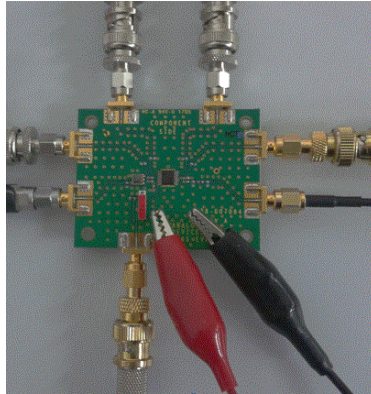


Figura 4. 6. Modulador en cuadratura AD8345

4.3.1 Descripción del circuito

El modulador se puede dividir en las siguientes secciones: Oscilador Local (LO), mezclador, convertidor diferencial *tensión - corriente* (*V - to - I*), convertidor *differential-to-single-ended* (*D - to - S*) y alimentación del circuito.

El diagrama de las partes del circuito se muestra en la siguiente figura:

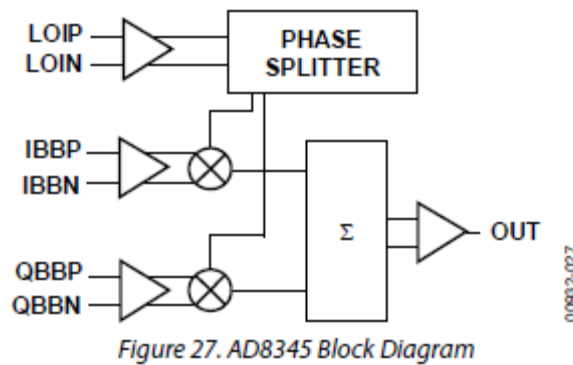


Figura 4. 7. Partes del circuito AD8345 [16]

La interfaz LO genera dos señales desfasadas en cuadratura. Cada una de ellas será una de las entradas de cada mezclador. Las señales en Banda Base pasan por el convertidor de tensión-corriente, siendo sus salidas conducidas a las entradas de los mezcladores. Las corrientes de cada sección son controladas por la señal ENBL.

4.3.2 Conexiones básicas

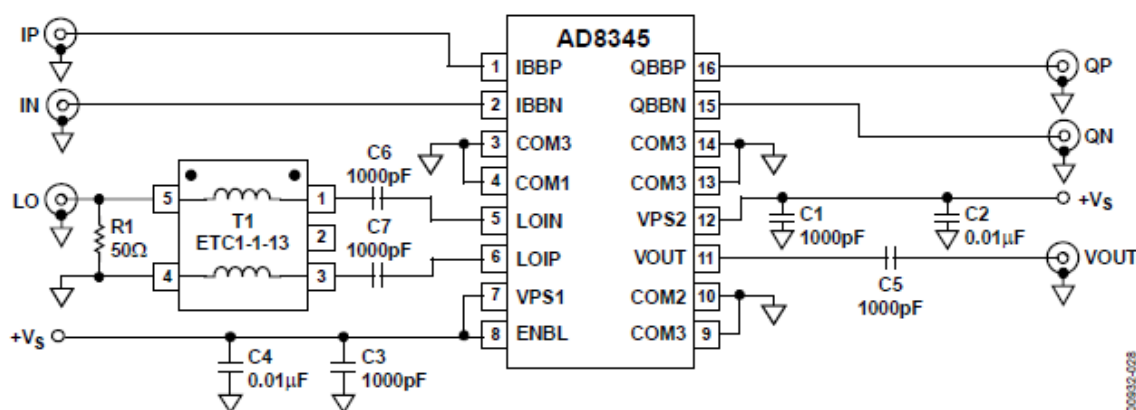


Figure 28. Basic Connections

Figura 4. 8. Conexiones básicas AD8345 [16]

Las conexiones básicas se muestran en la Figura 4.7. La alimentación es de 2.7V a 5.5V en los pines VPS1 y VPS2 con un par de diodos de protección internos. Ambos pines están desacoplados individualmente con dos condensadores de 1000pF y 0.01μF. El pin ENBL debe estar activo para que entre en funcionamiento el modulador (el umbral para ENBL es $V_s/2$).

➤ Interfaz LO

Consiste en etapas intercaladas de divisores de fase y amplificadores. Los divisores contienen resistencias y condensadores conectados de manera que se obtengan dos señales en perfecta cuadratura. Cada señal I y Q va a un amplificador para compensar las pérdidas y la alta frecuencia de roll-off. Las dos señales van de nuevo a otra red polifásica para mejorar la precisión en cuadratura. El rango de frecuencia de operación (140MHz – 1000MHz) se logra escalando la constante de tiempo RC de cada etapa de los divisores de fase.

El circuito proporciona una impedancia de entrada aproximada de 50 Ω.

La entrada LO al circuito integrado es diferencial por lo que se utiliza un transformador (balanced-unbalanced lines transformer M/A-COM) como se puede ver en la Figura 4.7.

Las salidas del transformador son las entradas acopladas del LO, las cuales tienen una tensión continua de 1.8V. Se recomienda un nivel de -2dBm para tener el mínimo ruido posible.

Reducir la potencia de -2dBm a -10dBm incrementa el ruido en 0.3dB, se puede ver en la Figura 4.8.

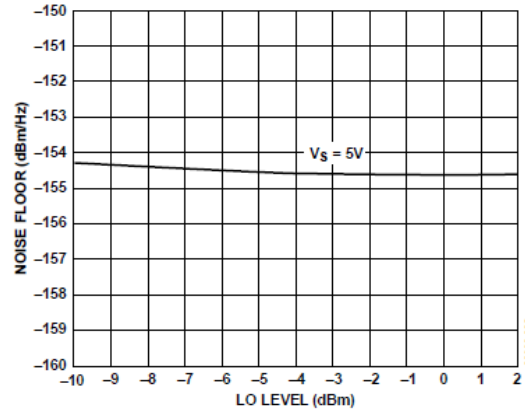


Figure 21. Noise Floor vs. LO Input Power
($T_A = 25^\circ\text{C}$, $F_{LO} = 800\text{ MHz}$, $V_S = 5\text{ V}$, All I and Q Inputs Are DC-Biased to 0.7 V)
Noise Measured at 20 MHz Offset from Carrier

Figura 4. 9. Ruido en función de la potencia del LO AD8345 [16]

El rango de frecuencias de la entrada del oscilador local está limitado por el divisor de fase en cuadratura el cual genera dos señales para los mezcladores internos que están desfasadas 90° la una de la otra. Fuera de los rangos de frecuencia especificados de 140MHz a 1GHz, la precisión de la cuadratura se degrada.

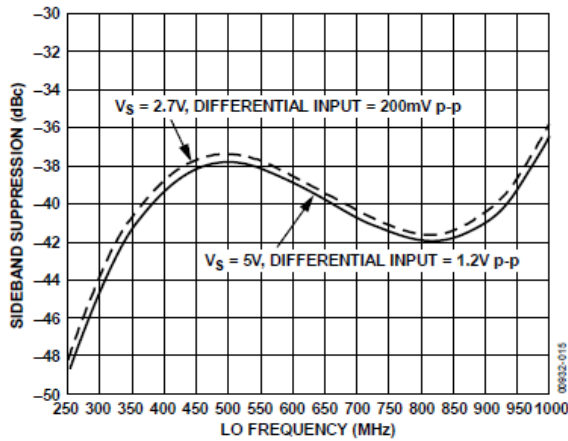


Figure 11. Sideband Suppression vs. F_{LO}
($T_A = 25^\circ\text{C}$, LO Level = -2 dBm , $F_{BB} = 1\text{ MHz}$,
I and Q Inputs Driven in Quadrature)

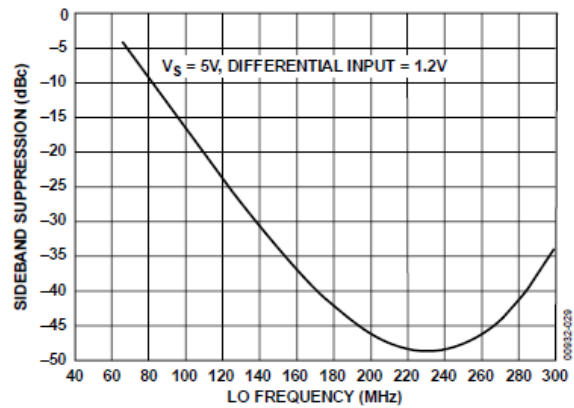


Figure 29. Typical Lower Frequency Sideband Suppression Performance

Figura 4. 10. Supresión banda lateral en función del rango de frecuencia de funcionamiento del AD8345 [16]

➤ Convertidor diferencial V to I

En este circuito, cada señal de entrada en banda base está conectada a un amplificador operacional conducido a un transistor conectado como un seguidor de emisor. Una resistencia entre los dos emisores mantiene una corriente variable proporcional a la tensión de entrada diferencial a través del transistor. Estas corrientes alimentan a los dos mezcladores en forma diferencial.

➤ Mezcladores

Hay dos mezcladores, uno para cada componente en cuadratura de entrada I y Q. La corriente de salida de cada mezclador son sumadas en las dos resistencias de carga. La señal creada se envía al convertidor de señal differential-to-single-ended.

➤ Canales I y Q en banda base

Las entradas en banda base I y Q deben alimentarse de forma diferencial. Esto es conveniente porque la mayoría de los convertidores modernos A/D de alta velocidad tienen salidas diferenciales. Para un óptimo funcionamiento, con una $V_S = 5V$, las entradas deben tener 1.2Vpp diferencial con una tensión continua de 0.7V.

Si el AD8345 está siendo utilizado con la alimentación más baja, la tensión de pico a pico en los canales de entrada I y Q deben reducirse para evitar la saturación de entrada. Por ejemplo para $V_S = 2.7V$, la tensión diferencial recomendada sería 200mVpp.

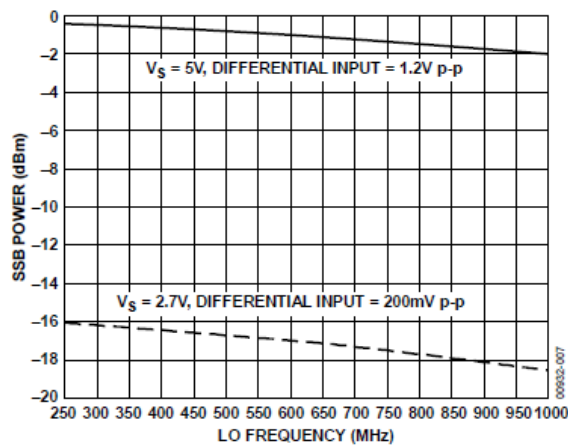


Figure 3. Single Sideband (SSB) Output Power (P_{out}) vs. LO Frequency (F_{LO}) (I and Q Inputs Driven in Quadrature at Baseband Frequency (F_{BB}) = 1 MHz; $T_A = 25^\circ C$)

Figura 4. 11. Potencia de salida de la banda lateral vs frecuencia LO para $V_S=5V$ y $V_S=2.7V$ [16]

Las entradas I y Q tienen un gran ancho de banda de entrada (aproximadamente 80MHz).

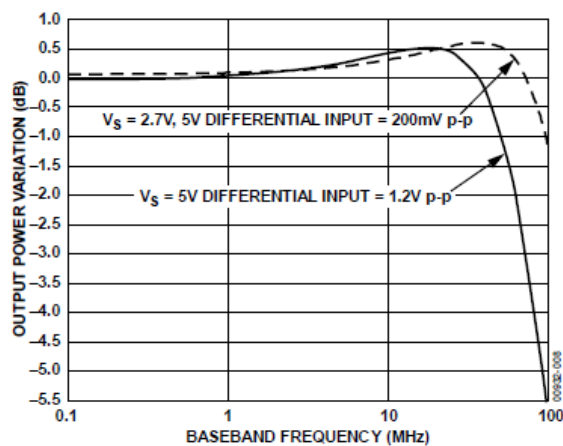


Figure 4. I and Q Input Bandwidth ($T_A = 25^\circ C$, $F_{LO} = 800$ MHz, LO Level = -2 dBm, I and Q Inputs Driven in Quadrature)

Figura 4. 12. Ancho de banda I y Q en banda base AD8345 [16]

➤ Señales I y Q no diferenciales

Cuando no disponemos de las señales I y Q en forma diferencial, se puede utilizar un amplificador diferencial para generar las señales diferenciales que necesita el AD8345.

Se utiliza un filtro paso bajo entre el AD8345 en cada una de las señales de entrada I y Q. Como resultado, la señal de salida del filtro debe ser diferencial y debe polarizarse a 0.7 en modo común.

La figura muestra un circuito que convierte la señal single-ended a diferencial y añade los requisitos de 0.7 V de tensión de polarización. Se utilizan dos amplificadores diferenciales AD8132 con una impedancia de entrada de 50Ω . La impedancia de entrada puede ser cambiada fácilmente sustituyendo la resistencia de 49.9Ω . El nivel de tensión constante se añade a la señal aplicando 0.7V al pin VOCM del amplificador diferencial.

Este circuito asume que la señal de entrada I y Q está referenciada a tierra y cualquier tensión de Offset diferencial incrementa las pérdidas a la salida del AD8345.

Es posible alimentar las entradas en banda base del AD8345 con una señal single-ended y la entrada que no se usa alimentarla con 0.7V. El problema es que la máxima potencia de salida se reduce 6dBs.

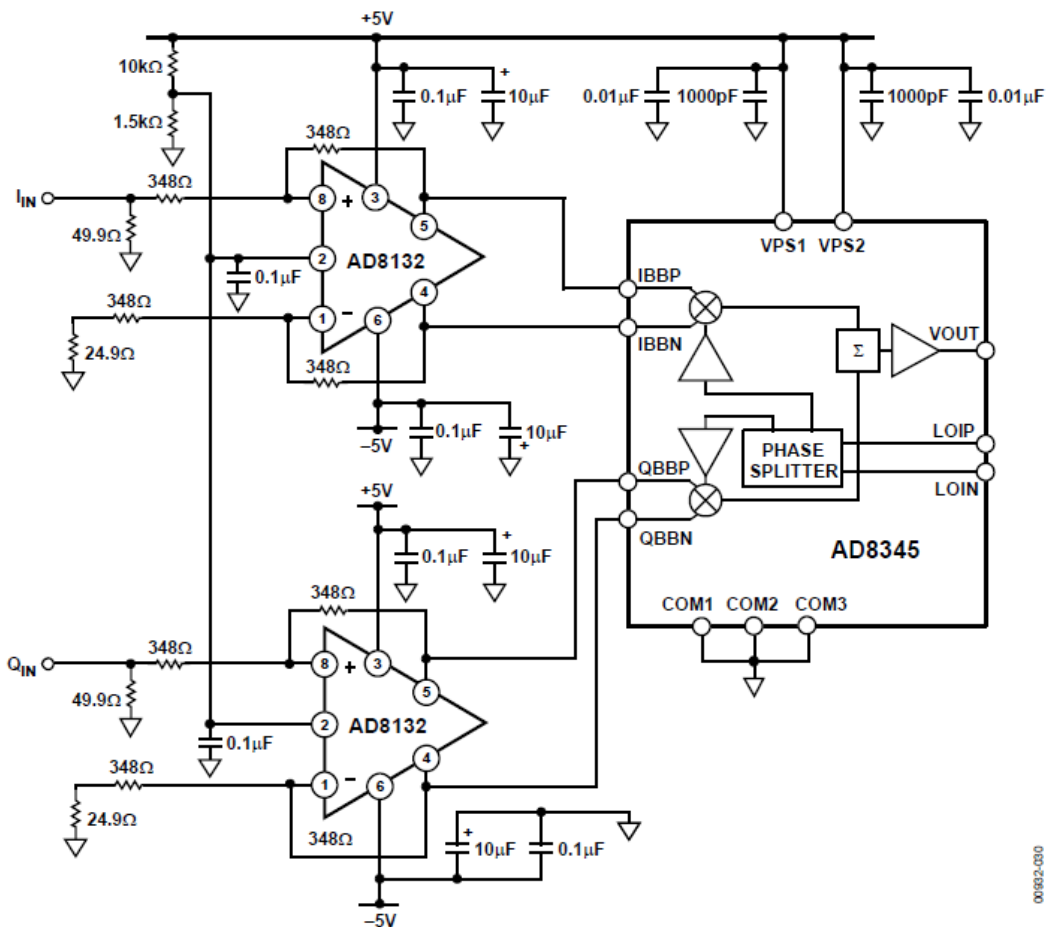


Figure 30. Single-Ended I/Q Drive Circuit

Figura 4. 13. Circuito para convertir entradas I y Q de AD8345 en single-ended [16]

➤ Salida RF

La señal de salida en radiofrecuencia se diseña adaptada aproximadamente a $50\ \Omega$.

Si las señales de entrada I y Q están alimentadas por 1.2Vpp, la potencia de la señal de salida es aproximadamente -1dBm.

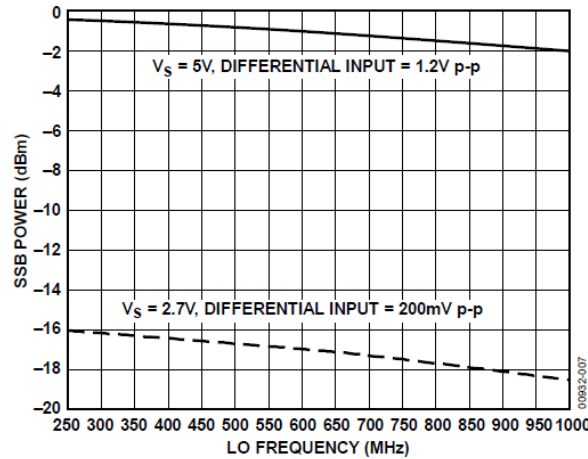


Figure 3. Single Sideband (SSB) Output Power (P_{OUT}) vs. LO Frequency (F_{LO}) (I and Q Inputs Driven in Quadrature at Baseband Frequency (F_{BB}) = 1 MHz; $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Figura 4. 14. Potencia de salida de la señal en RF vs frecuencia AD8345 [16]

4.3.3 Valores máximos

Existen unos rangos máximos de funcionamiento por encima de los cuales pueden causar daños permanentes en el dispositivo.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 2.

Parameter	Rating
Supply Voltage VPS1, VPS2	5.5 V
Input Power LOIP, LOIN (re $50\ \Omega$)	10 dBm
IBBP, IBBN, QBBP, QBBN	0 V, 2.5 V
Internal Power Dissipation	500 mW
θ_{JA} (Exposed Paddle Soldered Down)	30°C/W
θ_{JA} (Exposed Paddle not Soldered Down)	95°C/W
Maximum Junction Temperature	150°C
Operating Temperature Range	-40°C to $+85^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	300°C

Figura 4. 15. Valores máximos de funcionamiento AD8345 [16]

4.3.4 Conexiones a pines

A continuación se muestran las conexiones que se han realizado a los pines del circuito AD8345:

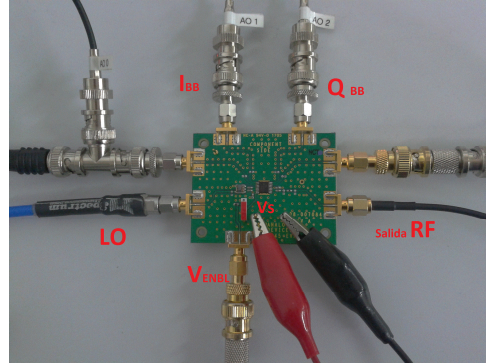


Figura 4. 16. Conexiones a los pines AD8345

4.4 Demodulador en cuadratura AD8348 50MHz - 1000MHz [17]

El AD8348 es un demodulador de cuadratura de banda ancha diseñado para ser usado en un rango de frecuencias de 50MHz a 1000MHz. Utiliza una frecuencia intermedia (IF), amplificador de ganancia variable (VGA) y amplificadores integrados de banda base. Es adecuado para uso en receptores de comunicaciones, realizando demodulación en cuadratura directamente a las frecuencias de banda base.

La señal de entrada IF se introduce en dos mezcladores de Gilbert a través de una VGA X-AMP. El VGA ofrece 44 dB de control de ganancia. El divisor de fase en cuadratura del LO emplea un divisor de frecuencia para lograr mayor precisión en el rango de frecuencias de operación.

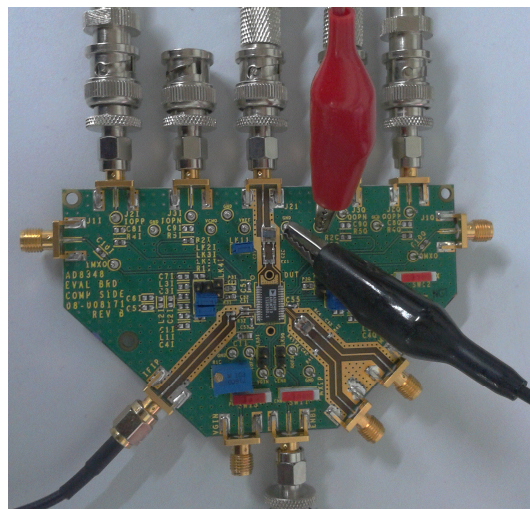


Figura 4. 17. Demodulador en cuadratura AD8348

4.4.1 Descripción del circuito

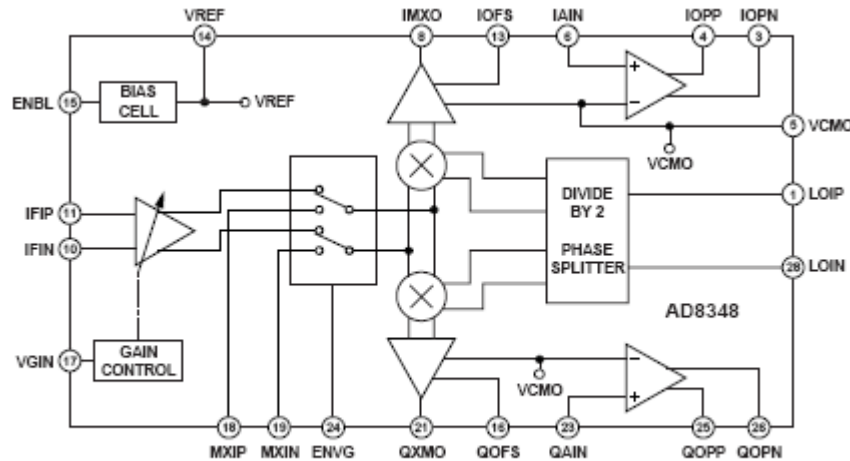


Figure 48. Functional Block Diagram

Figura 4. 18. Partes del circuito AD8348 [17]

➤ VGA

La señal de entrada de radiofrecuencia IF se atenúa 6dB en 8 pasos por una escalera pasiva R-2R. Cada versión atenuada de la señal IF se aplica a la entrada de una etapa de transconductancias. La corriente de salida de las transconductancias se suman y conducen a una carga resistiva a la salida de la VGA. El voltaje de VGIN muestra la ganancia, siendo la máxima ganancia si $VGIN=0.2V$ y la mínima si $VGIN=1.2V$.

➤ Mezcladores

Si el pin $ENVG = OFF$ entonces los mezcladores se alimentan directamente por los puertos MXIP y MXIN. Si $ENVG ON$ los mezcladores se alimentan por la señal de salida de la etapa VGA.

A la entrada de los mezcladores, se realiza una conversión lineal voltaje-corriente. La salida diferencial de corriente alimenta los mezcladores donde se baja la señal en frecuencia por la acción de las células de Gilbert. El divisor de fase y cuadratura utiliza la señal del oscilador local (LO) cuyas salidas alimentan los mezcladores junto con la señal de radiofrecuencia modulada.

Las salidas de los mezcladores podemos visualizarlas en los pines IMXO y QMXO. La impedancia de salida es 40 Ohmios que debe tenerse en cuenta si conectamos directamente un filtro externo entre IMXO (OMXO) e IAIN (QAIN). El pin VCMO muestra el nivel de corriente continua a la salida.

➤ Divisor de fase

La generación en cuadratura se logra utilizando un divisor de frecuencia por 2 (*divide-by-2 frequency*). Es decir, debemos proporcionar una señal externa como oscilador local XLO que es el doble de la frecuencia de la deseada LO.

Si suministramos la señal XLO con una frecuencia $f_{XLO} = 2 \times f_{REF}$ y midiéramos la señal en cuadratura tras el divisor de frecuencia tendríamos que obtener f_{REF} , pero la señal que obtenemos en realidad tiene un desfase de 180° con respecto a XLO. Sin embargo, el desfase entre I y Q siempre será de 90° .

➤ Amplificadores en banda base I/Q

Dos amplificadores *single-ended-to-differential* se utilizan para amplificar la señal demodulada.

➤ Enabled

El circuito puede ser habilitado o deshabilitado utilizando el pin ENBL. Normalmente, consume $75\mu A$ a $5V$. $\rightarrow V_{ENBL}=5V$

4.4.2 Conexiones básicas

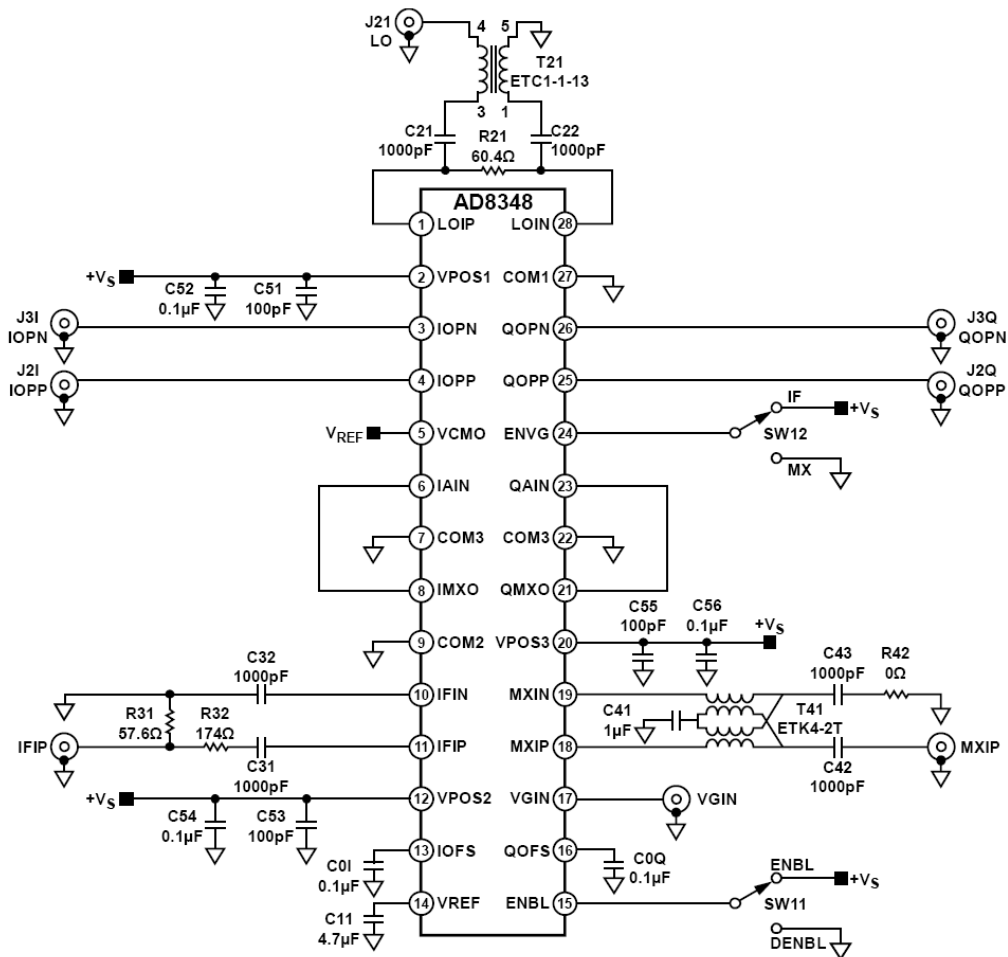


Figure 49. Basic Connections Schematic

Figura 4. 19. Conexiones básicas AD8348 [17]

➤ Fuente de alimentación

El voltaje de alimentación para el demodulador AD8348, entre 2,7V y 5V, debe conectarse al pin VPOSx. Cada pin de alimentación debe desacoplarse utilizando 2 capacidades que se recomiendan que sean de 100pF y 0.1uF.

➤ Habilitación del dispositivo

El pin ENBL debería estar conectado a Vs. El pin ENBL a tierra deshabilita el dispositivo.

➤ Habilitación VGA

Si ENVG =VS se habilita la VGA. En este modo, las entradas MX son deshabilitadas y la señal de entrada de radiofrecuencia IF es la que se utiliza para demodular.

Si ENVG está conectada a tierra, se deshabilita la VGA y la entrada IF. Es en este caso cuando se utilizarían las entradas MX.

➤ Control de ganancia

Cuando la VGA está habilitada, el voltaje aplicado al pin VGIN muestra la ganancia. El rango de voltaje que controla la ganancia está entre 0.2V y 1.2V. Esto se corresponde al rango de ganancia +25.5dB y -18.5dB.

➤ Entradas LO

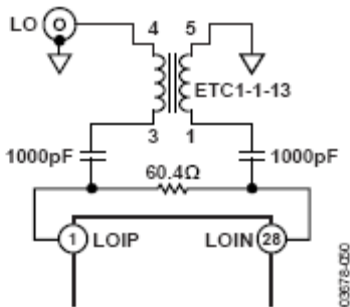


Figure 50. Differential LO Drive with Balun

Para conseguir un rendimiento óptimo, el puerto del oscilador local debería estar conducido diferencialmente para ello se utiliza un transformador. En este caso es M/A – COM ETC1-1-13.

Para una fuente de alta frecuencia a 50 Ohmios, debemos colocar una resistencia de 60.4 Ohmios entre los pines LOIP y LOIN.

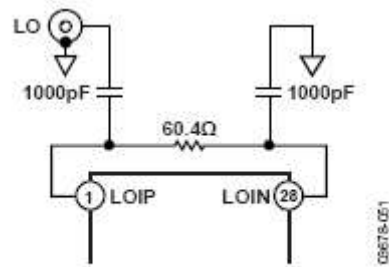


Figure 51. Single-Ended LO Drive

Alternativamente, el puerto LO puede estar conducido por una fuente *single-ended* sin un transformador. La señal LO está acoplada en corriente directamente en el pin LOIP utilizando un condensador y el pin LOIN se acopla a tierra.

Se recomienda que la potencia de la señal LO esté entre -12 dBm y 0 dBm. La frecuencia del LO a la entrada del dispositivo debería ser dos veces la frecuencia que queramos tener en los mezcladores. El rango de frecuencias es 100MHz – 2GHz.

➤ Entrada IF

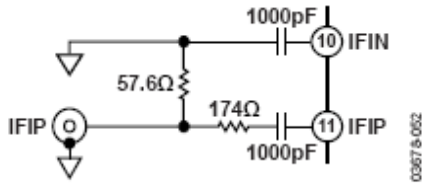


Figure 52. Minimum-Loss L Pad for 50 Ω IF Input

Figura 4. 21. Entrada IF AD8348 [17]

La entrada IF tiene una impedancia de entrada de 200Ω. La señal de banda ancha se puede conectar teniendo en cuenta que se producirán pérdidas. Estas pérdidas son del orden de 11.46dB y se tienen que tener en cuenta.

➤ Entradas MX

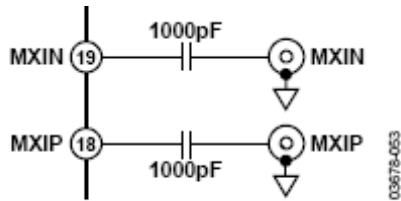


Figure 53. Driving the MX Inputs from a Differential Source

Las entradas a los mezcladores, MXIP y MXIN, tienen una impedancia de 200 Ω, y deberían estar conducidas diferencialmente. Cuando se trata de una fuente diferencial, las entradas deben estar acopladas en corriente a unas capacidades.

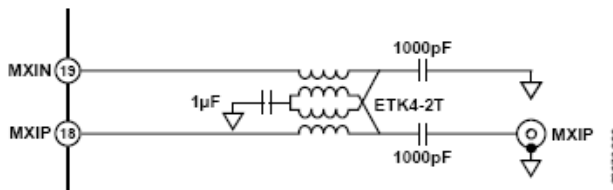


Figure 54. Driving the MX Inputs from a Single-Ended 50 Ω Source

Figura 4. 22. Entrada MX AD8348 [17]

Si las entradas MX son conducidas como una fuente single-ended de 50 Ω, se puede utilizar un transformador 4:1 a transformar una impedancia de 200 Ω de la entrada a 50 Ω. Así, optimizamos la conversión *single-ended* a diferencial.

➤ Salidas en Banda Base

Las salidas de los amplificadores de banda base, IOPP, IOPN, QOPP y QOPN, deben estar presentadas con cargas de cómo mínimo 2KΩ (*single-ended to ground*). No está diseñado para conectar directamente a una carga de 50Ω. Los valores típicos de salida son 2Vpp para señal diferencial y 1Vpp para *single-ended*.

Cuando se conectan las salidas en BB a otros dispositivos, debemos tener cuidado en que la salidas no estén cargadas con capacidades de 20pF o más. Tales cargas podrían sobrecargar la salida o inducir oscilaciones.

➤ Nivel de tensión continua a la salida

El nivel de continua de la salida de los mezcladores y de las entradas y salidas en BB de los amplificadores se determina por el voltaje en el pin VCMO. El rango de este voltaje está entre 500mV y 4V cuando se opera a 5V.

4.4.3 Evaluación de la placa

La Figura 4.23 muestra el esquema de evaluación de la placa del demodulador AD8348. La placa se alimenta con 2.7V - 5V.

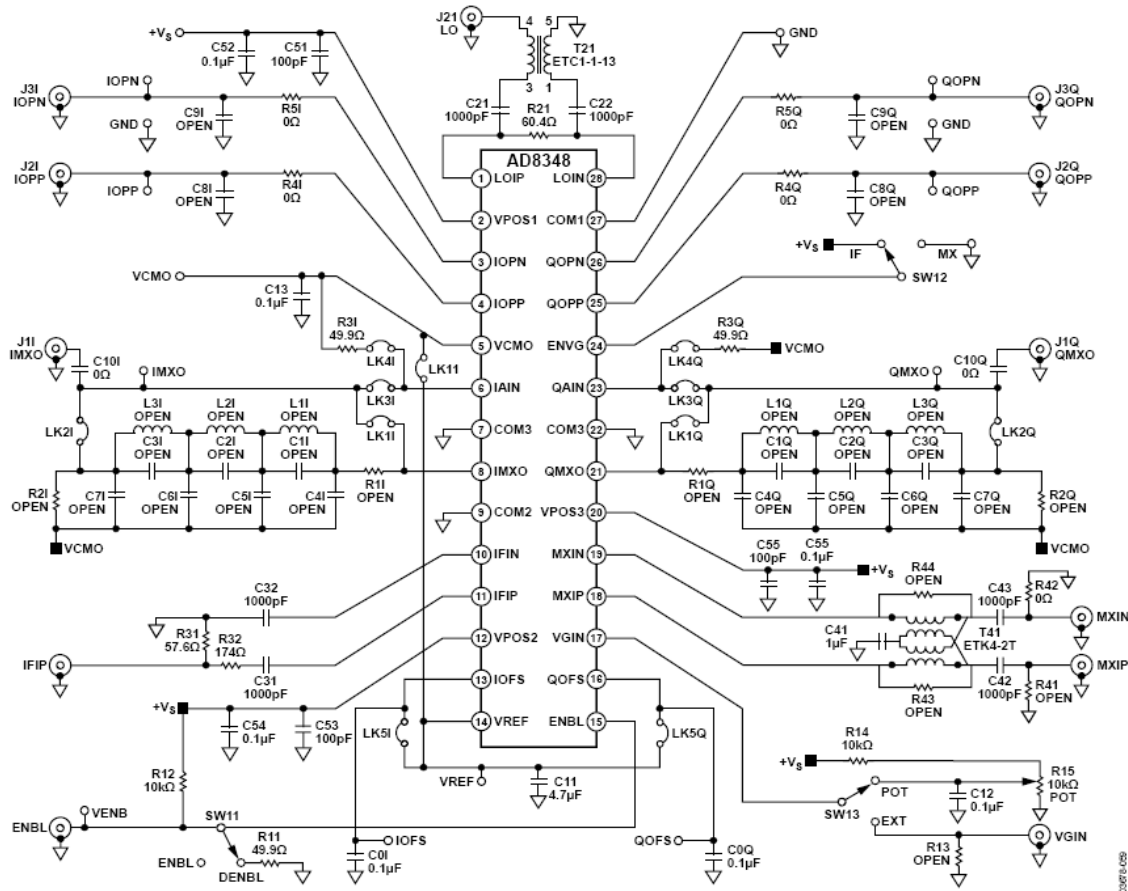


Figure 60. Evaluation Board Schematic

Figura 4. 23. Esquema de evaluación de la placa AD8348 [17]

El circuito se alimenta desde el punto Vs. El dispositivo se activa moviendo el conmutador SW11 (en la parte inferior – izquierda de la placa) a la posición ENBL. Si se desea, el dispositivo se puede activar y desactivar mediante una fuente externa que puede ser alimentada en el conector SMA ENBL o en el punto de test VENB. En este último caso, el conmutador SW11 debe estar en la posición DENBL.

Las entradas IF y MX se seleccionan con el conmutador SW12. Este debería ser movido en la dirección de la entrada seleccionada.

➤ **Control de ganancia**

El potenciómetro, R15, es para permitir los cambios de la ganancia sin necesidad de una fuente externa de voltaje DC. Para utilizar el potenciómetro, el interruptor SW13 debe estar en la posición POT. Como alternativa, podemos utilizar la fuente de tensión externa en el punto de prueba VGIN o con el conector SMA VGIN. SW13 debe estar en la posición EXT.

➤ **Entrada oscilador local**

La señal del oscilador local debe conectarse al conector SMA J21. Este puerto está adaptado a 50Ω . La entrada de potencia aceptable está en el rango de -12dBm a 0dBm a una frecuencia el doble de la frecuencia de la señal IF. Hay que recordar que el AD8348 utiliza un divisor de frecuencia 2:1 en la parte del oscilador local para generar internamente las señales en fase y cuadratura que se requieren en los mezcladores.

➤ **Entrada IF**

La señal de entrada IF debe conectarse al conector SMA IFIP. La VGA debería estar habilitada cuando este puerto se use. Lo haremos con el conmutador SW12 en la posición IF. Cuando se elige esta entrada, la trayectoria de la señal incluye una atenuación-pérdida por la adaptación de impedancias, ya que la señal de entrada tiene una impedancia de 50Ω y a la entrada del conector hay 200Ω . La atenuación que sufre la señal son 11,46dB. Si se desea el pleno rendimiento de la señal para evaluar la placa, el atenuador (R31 y R32) debería eliminarse y reemplazarse por un transformador de radiofrecuencia con bajas pérdidas que permite conseguir un ratio de impedancia 4:1. Cuando se utiliza un transformador, IFIN se debe acoplar a tierra y no conducir diferencialmente con IFIP.

➤ **Entrada mezcladores**

Cuando se utiliza la entrada MX, la VGA interna se omite. Para cambiar a una fuente diferencial, T41 debe eliminarse junto con la resistencia R42. Las resistencias R43 y R44 de 0Ω deben ser instaladas en lugar de T41. Esto representa una impedancia nominal de 200Ω (100Ω por cada lado). Las entradas diferenciales se alimentan en los conectores SMA MXIP y MXIN.

➤ **Salida mezcladores**

Las salidas de los mezcladores I y Q están disponibles en los conectores SMA IMXO y QMXO.

➤ **Salidas en banda base**

Las salidas en banda base están disponibles en los puntos de test IOPP, IOPN, QOPP y QOPN o en los conectores SMA. Estas salidas no están diseñadas para conectar directamente una carga de 50Ω por lo que deberían estar presentadas con cargas de $2K\Omega$ aproximadamente.

4.4.4 Valores máximos

Existen unos rangos máximos de funcionamiento por encima de los cuales pueden causar daños permanentes en el dispositivo.

Table 2.

Parameter	Rating
Supply Voltage on VPOS1, VPOS2, VPOS3 Pins	5.5 V
LO Input Power	10 dBm (re: 50 Ω)
IF Input Power	18 dBm (re: 200 Ω)
Internal Power Dissipation	450 mW
θ_{JA}	68°C/W
Maximum Junction Temperature	150°C
Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +125°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C

Figura 4. 24. Valores máximos de funcionamiento AD8348 [17]

4.4.5 Conexiones a pines

A continuación se muestran las conexiones que se han realizado a los pines del circuito AD8348:

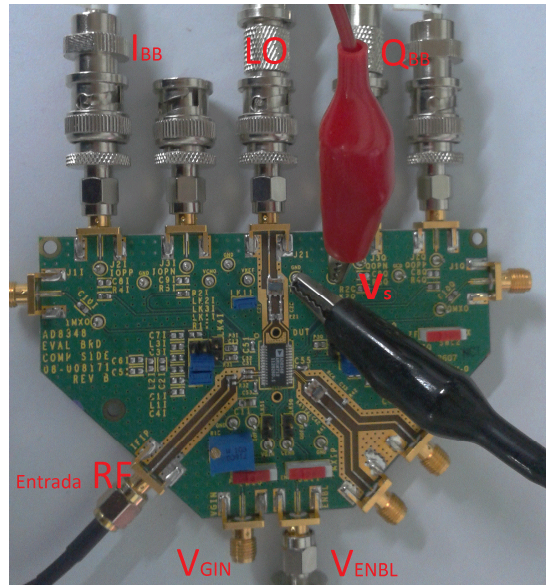


Figura 4. 25. Conexiones a pines AD8348

4.5 Generador de señales SMATE R&S 200A[18]

4.5.1 Introducción

Se trata de un equipo de comunicaciones que dada una entrada en banda base, la modula hasta una frecuencia de 6 GHz. Lo utilizaremos como upconverter, es decir para pasar de banda base a RF, y además para obtener la misma portadora para demodular y obtener un sistema coherente.

Desde este equipo podremos configurar diferentes parámetros de estas señales como pueden ser las frecuencias de dichas señales y la potencia.



Figura 4. 26. Generador de señales SMATE R&S 200A

El principal campo de aplicación del generador SMATE R & S 200A es la generación de señales moduladas digitalmente. Los flujos de datos digitales se convierten en una señal I / Q en banda base. La señal de banda base es convertida de digital a analógica y posteriormente modulada a la frecuencia portadora de RF deseada.

El SMATE R & S 200A proporciona una sección de banda base digital para generar señales de I / Q y otra sección en RF con modulación I / Q.

La arquitectura del SMATE R & S 200A y el flujo de la señal se puede muestra en un diagrama de bloques en un monitor externo conectado. En el diagrama, el procesamiento de señales se realiza desde la izquierda a derecha.

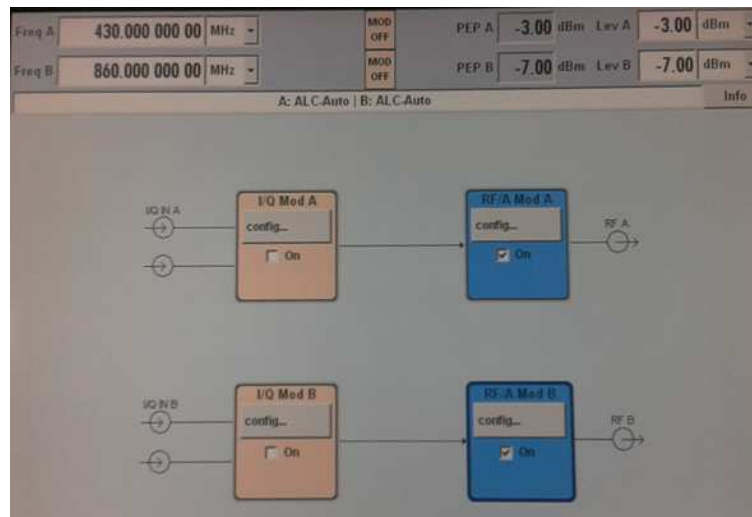


Figura 4. 27. Monitor SMATE R&S 200 [18]

4.5.2 Módulos disponibles

Block	Function of block	Status display in the block	Effect of TOGGLE ON/OFF key
Baseband A or B	Baseband source is configured and activated	Selected modulation	Switches the selected modulation (digital standard, digital modulation or ARB) on or off.
AWGN/IMP A or B	Additive white Gaussian noise production and digital impairments are activated	Active functions of block	Switches the active functions of the block on or off. The functions (AWGN, impairments or both) are activated in the respective menus.
Graphics	Graphical display is selected and activated	Status of graphical display	Opens or closes the graphics window.
I/Q Mod A or B	I/Q modulator is configured, I/Q impairments are selected and activated	Analog I/Q impairments, I/Q swap	Switches the I/Q modulator on or off.
RF/A Mod A or B	RF signal, analog modulations, list mode and sweeps are configured and activated	Active analog modulation modes of path	Switches the RF signal of the path on or off.

Figura 4. 28. Módulos disponibles SMATE R&S 200 [18]

4.5.3 Módulo RF

En este caso, para generar las portadoras de la modulación en radiofrecuencia utilizamos el bloque o módulo RF.

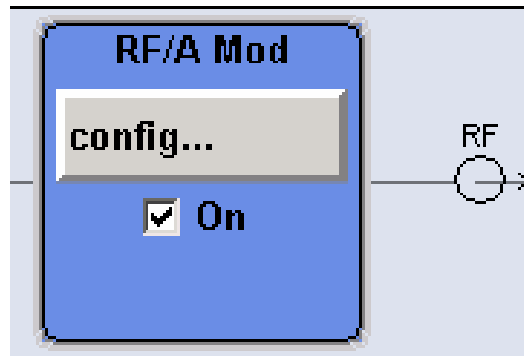


Figura 4. 29. Módulo RF SMATE R&S 200A [18]

Las salidas de señal de RF que utilizamos las conectaremos a los siguientes puntos. Cuando el módulo está apagado, el interruptor antes de salida de RF está abierto.

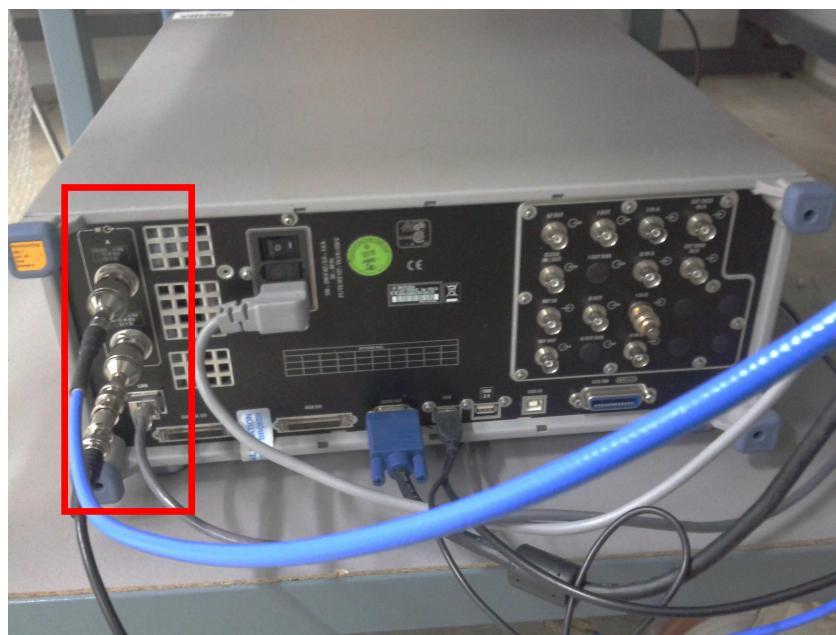


Figura 4. 30. Conexión de RF SMATE R&S 200A

Capítulo 5. Implementación de un sistema TETRA + SISO

5.1 Introducción

En este capítulo nos vamos a centrar en la realización del diseño hardware de un sistema TETRA. El diseño se realizará en dos fases, en primer lugar se hará un modelo basado en un sistema SISO, es decir, utilizando una antena transmisora y otra receptora y en una segunda fase se implementará un sistema MIMO, utilizando dos antenas transmisoras conectadas a las salidas de los dos moduladores AD8345, y otras dos antenas conectadas a las dos entradas de cada demodulador AD8348.

Para ello se va a emplear el software MATLAB, para generar la modulación y demodulación TETRA $\pi/4$ -DQPSK y realizar la transmisión conectándonos a la tarjeta de NIDAQ USB-6259, implementando tanto el Transmisor y el Receptor en banda base, y con el que se realizarán diferentes simulaciones de comunicación para comprobar que la comunicación se realiza correctamente y podemos enviar y recibir datos correctamente.

5.2 Implementación del Sistema SISO

El sistema diseñado no es más que un sistema de comunicaciones móviles general, con unas características determinadas de modulación para cumplir las características del estándar TETRA, el cual se puede representar con un diagrama de bloques, en los que se muestran las principales partes de dicho sistema.

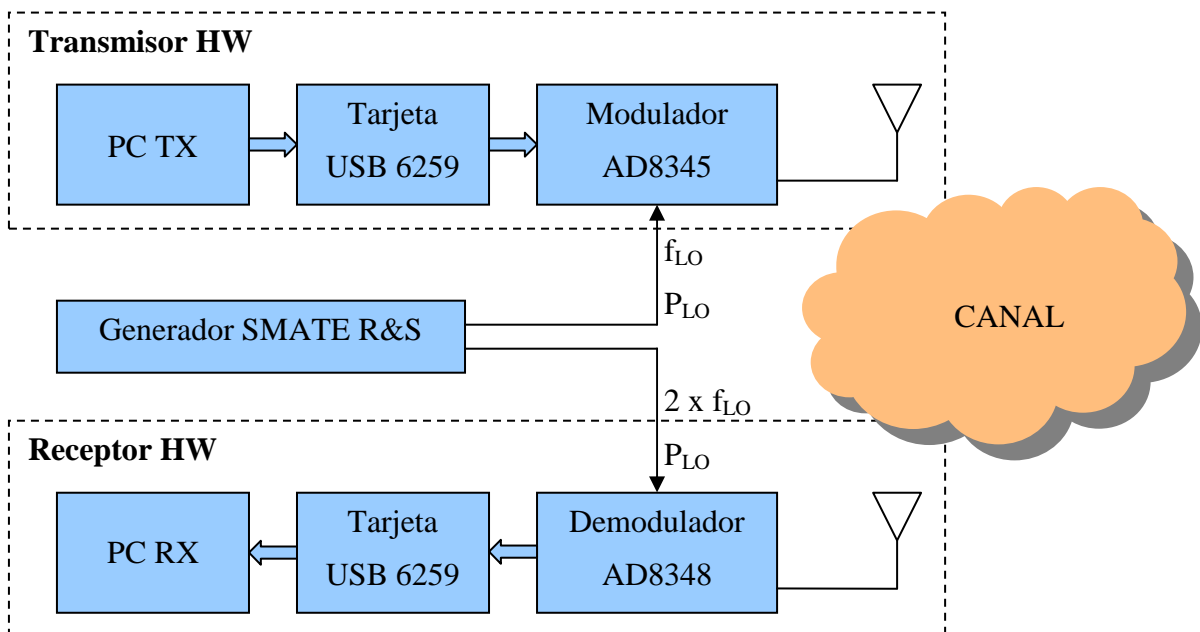


Figura 5. 1. Diagrama HW de bloques Sistema SISO

El diagrama de bloques consta de tres partes bien diferenciadas, en las cuales se incluye diferentes bloques:

- Transmisor
- Canal
- Receptor

Dentro de la parte software utilizada en el bloque PC tanto en transmisor como en receptor encontramos:

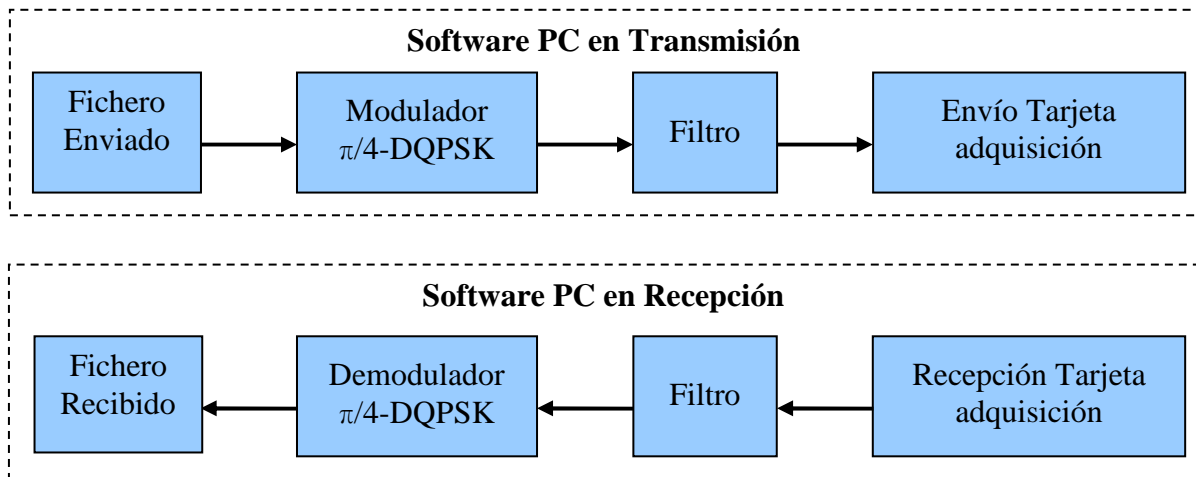


Figura 5. 2. Diagrama SW de bloques Sistema SISO

En el **Transmisor**, destacamos los bloques que hemos utilizado en MATLAB: Fichero enviado, convierte el fichero que queremos enviar a formato binario para poder transmitir los datos. A continuación, los datos binarios se modulan según el esquema utilizado en el sistema y se genera la constelación correspondiente, en este caso se le aplicará una modulación $\pi/4$ -DQPSK. Finalmente, antes de ser transmitida, la señal pasa por un filtro en banda base. Esta señal filtrada, se enviará a la tarjeta de adquisición.

La componente I y Q entran al modulador que está alimentado con la fuente de alimentación $V_S=5V$ y con una tensión de habilitación $V_{ENBL}=5V$. La tensión de alimentación la podemos variar para obtener la mejor señal modulada. Además, con el generador de señales SMATE R&S 200A, le proporcionaremos al modulador la frecuencia portadora f_{LO} y la potencia de entrada de la señal LO

En el **Receptor**, el demodulador AD8348 está alimentado por $V_S=5V$ y habilitado por $V_{ENBL}=5V$. La frecuencia portadora $2 \times f_{LO}$ y la potencia de la señal LO la proporciona el generador SMATE R&S 200A. Las salidas del mismo son adquiridas por la tarjeta de adquisición. Una vez adquirida toda la señal se procederá a un postprocesamiento de la señal. Las señales pasarán por un filtro que diezma la señal por cada periodo de símbolo, seguidamente las señales pasa por el detector que es el encargado de estimar las señales recibidas y demodularlas, para convertirlas a formato binario original. Por último, los datos binarios serán transformados para reconstruir el fichero recibido.

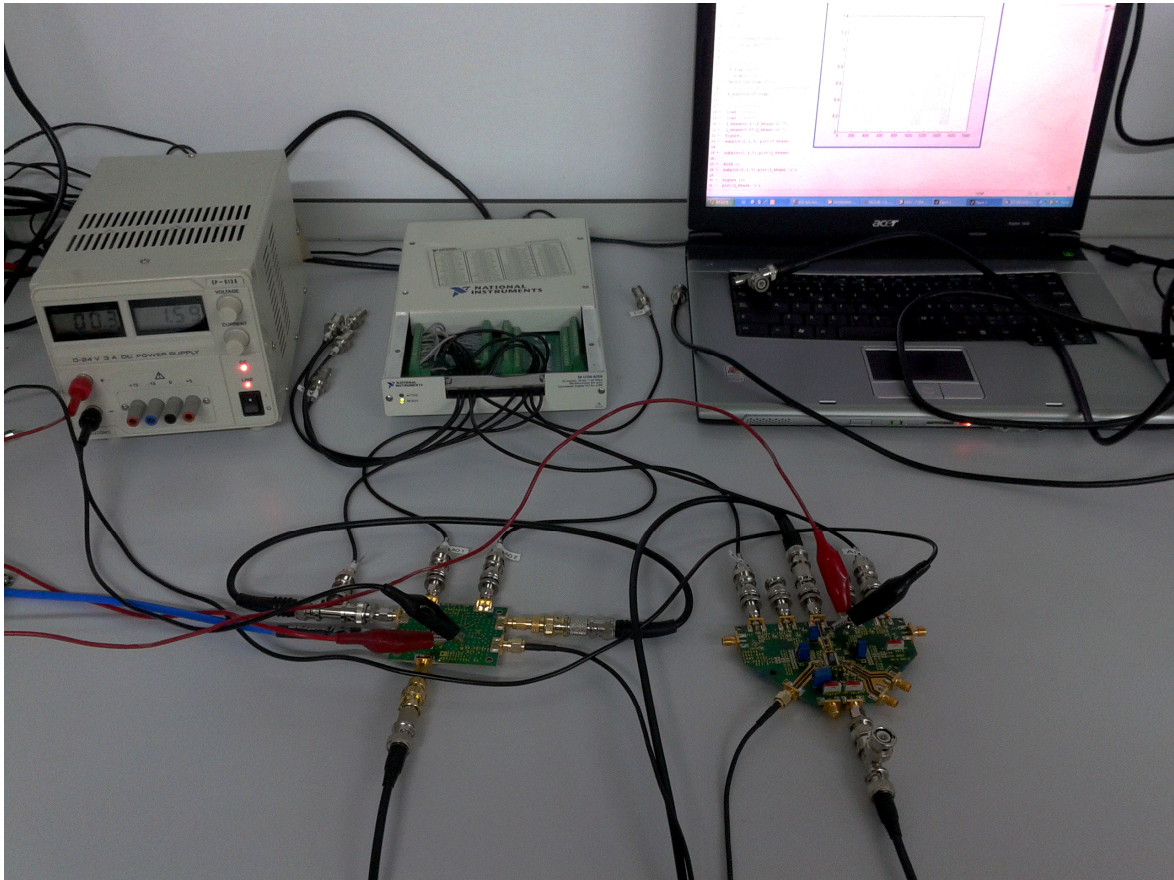


Figura 5. 3. Entorno de trabajo SISO

5.2.1 Transmisor SISO

El diagrama de bloques utilizado para desarrollar el diseño del transmisor es el que se muestra en la Figura 5.4. En MATLAB, este esquema se encuentra implementado dentro del fichero *TransmisorSISO.m* el cual utiliza diferentes funciones para su implementación.

Además, hemos utilizado la tarjeta de adquisición NIDAQ USB-6259, una fuente de alimentación para proporcionar tanto la señal V_S como V_{ENB} , el generador de señales SMATE R&S 200A, el modulador AD8345 y una antena del rango de frecuencias 430-960MHz.

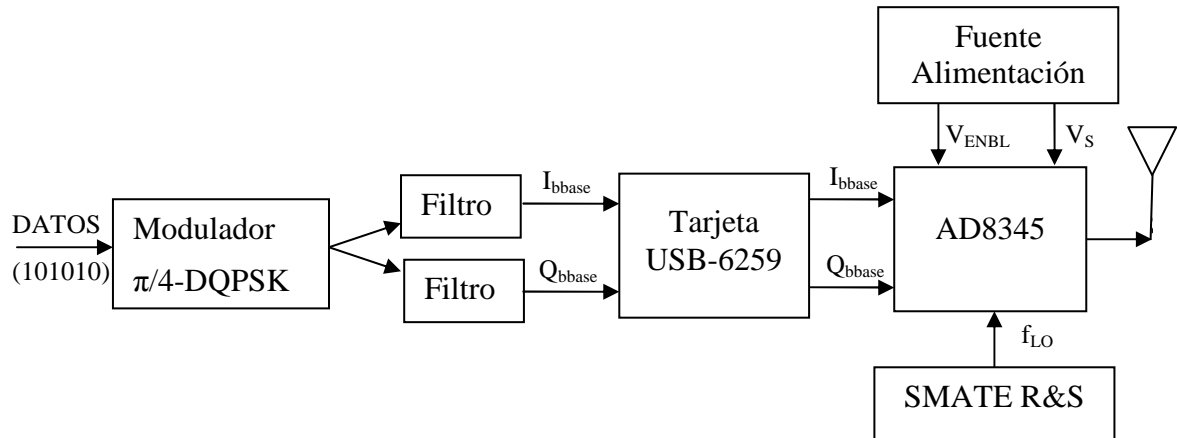


Figura 5. 4. Transmisor SISO

Los datos representados a la entrada del modulador, son los datos resultantes de transformar la señal a transmitir en formato binario. Para la transmisión del siguiente fichero de texto:

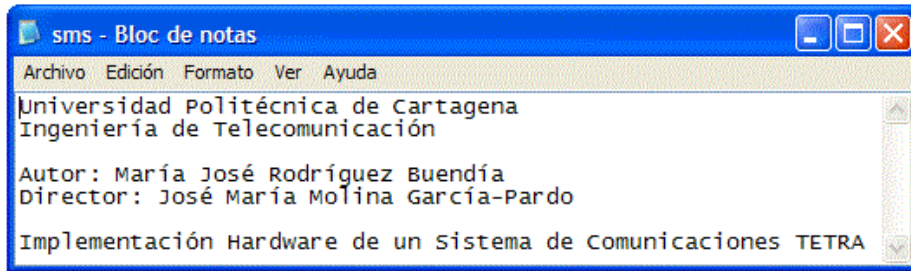


Figura 5. 5. Texto a transmitir

Construimos un vector Nx2 ya que es necesario para la posterior modulación $\pi/4$ -DQPSK que requiere dos símbolos para hacer la modulación. Esta acción se lleva a cabo con la ejecución del fichero *Cargar_fichero_a_transmitir.m*

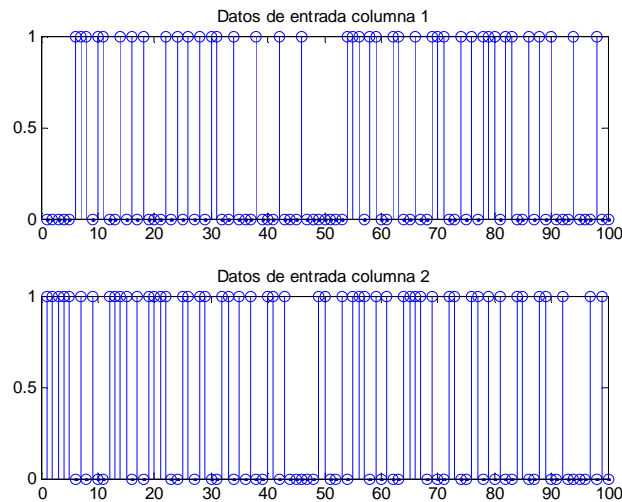


Figura 5. 6. Datos a transmitir

Los datos deben ser modulados, para ello se envían cada periodo de símbolo los datos correspondientes al modulador $\pi/4$ -DQPSK, el cual está implementado en la función:

```
[S,I,Q,fi] = DQPSK(datos1,datos2,simbolo_inicial);
```

El modulador genera los símbolos a partir de cada par de bits según se vio en el capítulo 2 del proyecto. La función que lo implementa, tiene como parámetros de entrada:

- los dos bits de datos a modular en el instante que nos encontremos, incluirá las señales de sincronía al comienzo de la transmisión (datos1 y datos2)
- el símbolo de la anterior iteración (simbolo_inicial), que para el caso particular de la primera iteración tomará el valor de $1+0\cdot i$

Los parámetros de salida serán:

- el símbolo generado (S)
- el valor de la componente en fase del símbolo actual (I).
- el valor de la componente en cuadratura del símbolo actual (Q).
- la fase del símbolo actual.

Para obtener la diferencia de fase entre los bits de entrada, el modulador necesita de una función auxiliar, para así poder calcular los símbolos. Esta función se denomina:

```
[fase] = fase(bit1,bit2)
```

La señal modulada obtenida, está compuesta por sus componentes en fase y en cuadratura, las cuales toman valores entre $\{-1, -0.707, 0, 0.707, 1\}$.

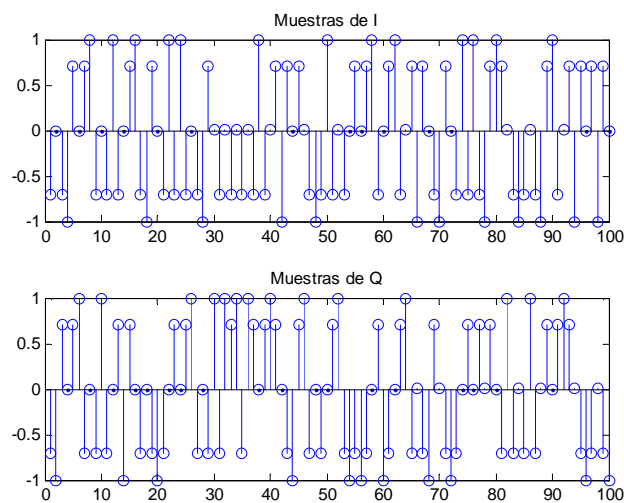


Figura 5. 7. Componentes en fase y en cuadratura

La constelación modulada está formada por 8 símbolos característica de los sistemas TETRA.

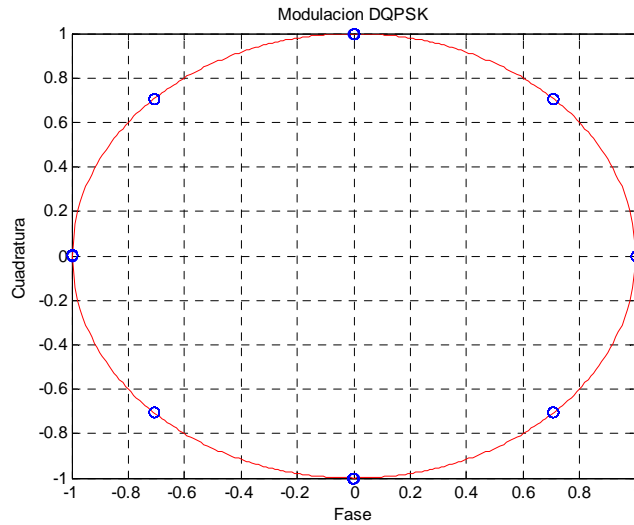


Figura 5. 8. Constelación formada por los símbolos modulados

Una vez modulada la señal de datos, pasa por un filtro que lo que hace es sobremuestrear la señal según el valor de m y convolucionandola con el filtro indicado en la función. La función encargada de transformar las señales I y Q moduladas en señales en banda base (I_{bbase} y Q_{bbase}) se denomina:

```
[senal_bbase,senal_conv]=bbase(filtro,senal,m);
```

esta función tiene como parámetros de entrada:

- el filtro que se va a utilizar. En nuestro caso se utiliza un pulso rectangular de amplitud 1.
- la señal que se va a convertir a banda base. Necesitamos dos señales diferentes para el transisor (I_{bbase} y Q_{bbase}) por lo que será necesario realizar dos instancias.
- m es el número de muestras con el que vamos a sobremuestrear nuestra señal para poder filtrarla.

Finalmente, devuelve

- la señal en banda base correspondiente ($senal_bbase$).
- La señal convolucionada ($senal_conv$)

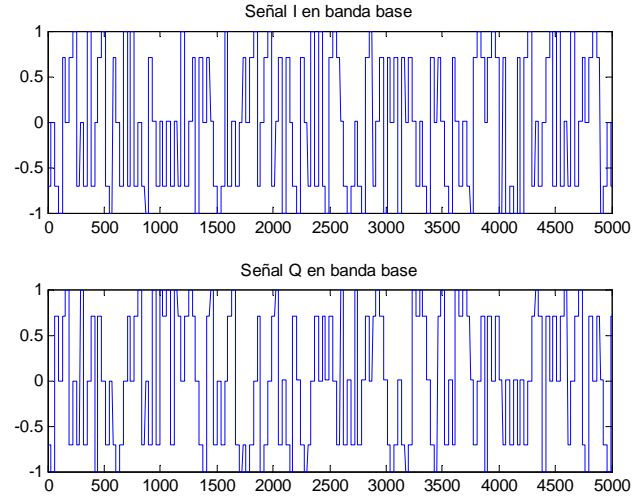


Figura 5. 9. Señales en banda base en fase y en cuadratura

La envolvente de las señales en banda base generadas, cumple:

$$Envolvente = \sqrt{I_{bbase}^2 + Q_{bbase}^2} \quad (5.1)$$

En nuestro caso, la envolvente será una constante de amplitud 1.

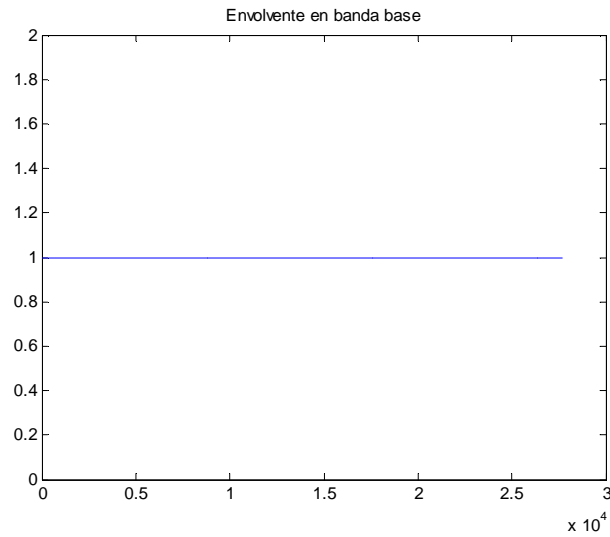


Figura 5. 10. Envolvente en banda base

Las componentes I y Q serán enviadas a la tarjeta de adquisición y de ahí van al modulador AD8345. Para ello, hay que tener en cuenta:

- Tenemos una única tarjeta de adquisición que tiene que enviar y recibir al mismo tiempo esto hace que tengamos que almacenar las muestras enviadas en la memoria de la tarjeta para hacer la adquisición después.
- El modulador AD8345 tiene entradas diferenciales para I y Q. Nosotros disponemos de señales *single-ended*. Según las especificaciones del modulador es posible alimentar las entradas en banda base con una señal *single-ended* y la entrada que no se usa alimentarla con 0.7V. La desventaja que tenemos es que la máxima potencia de salida se reduce 6dBs.
- Por último, hay que preparar las señales I y Q enviadas a la tarjeta según las especificaciones del modulador. Para una $V_s = 5V$, las entradas deben tener 1.2Vpp con una tensión continua de 0.7V.

$$I_{tx} = 0.6 * (I_{bbase}) + 0.7;$$

$$Q_{tx} = 0.6 * (Q_{bbase}) + 0.7;$$

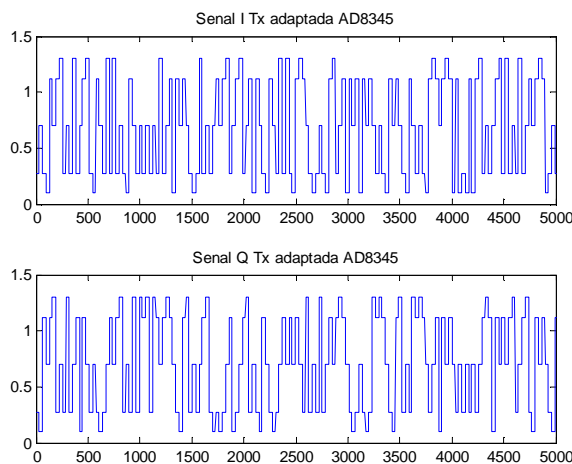


Figura 5. 11. Señal tx I y Q adaptada especificación AD8345

Utilizamos para lo anterior la función:

```
senal_RX = envio_y_adquisicion(I_bbase, Q_bbase, m, F_simb)
```

esta función tiene como parámetros de entrada:

- las señales I_{bbase} y Q_{bbase} que se van a transmitir.
- el número de muestras por símbolo.
- la frecuencia de símbolo.

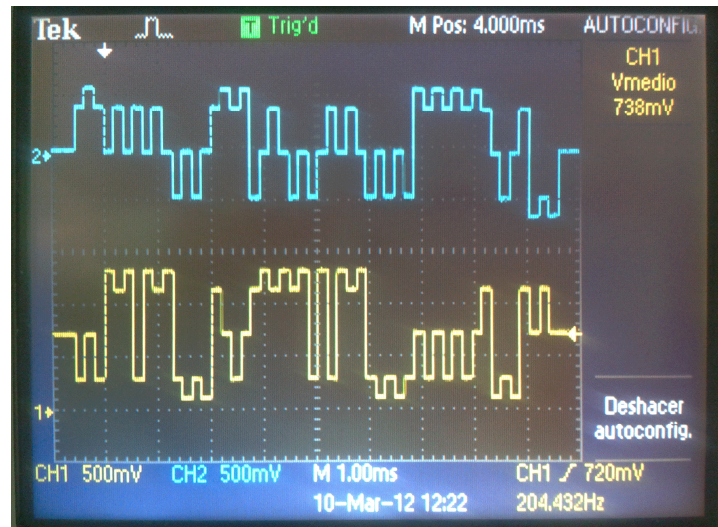


Figura 5. 12. Señales I y Q en banda base transmitidas por la tarjeta de adquisición

Finalmente la señal transmitida después del modulador AD8345 tendrá la forma siguiente:

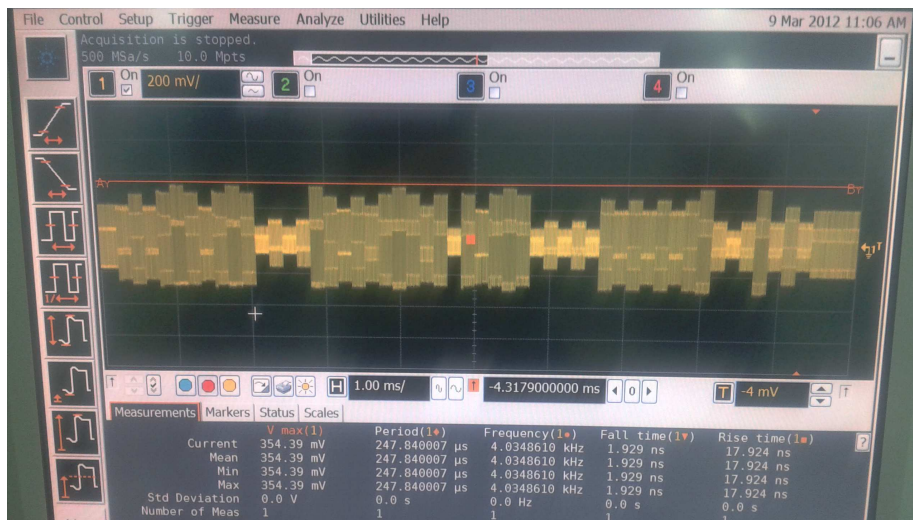


Figura 5. 13. Señal TETRA transmitida en tiempo

5.2.2 Canal

El canal de nuestro sistema para el caso de una transmisión SISO por un lado va a estar formado por un cable coaxial que une la salida de radiofrecuencia del modulador, AD8345, con la entrada de radiofrecuencia de demodulador, AD8348, y por otro, estará formado por dos antenas, una transmisora conectada al modulador y otra receptora conectada al demodulador.

5.2.3 Receptor SISO

Utilizamos el siguiente diagrama de bloques para la implementación de este elemento del sistema de comunicaciones.

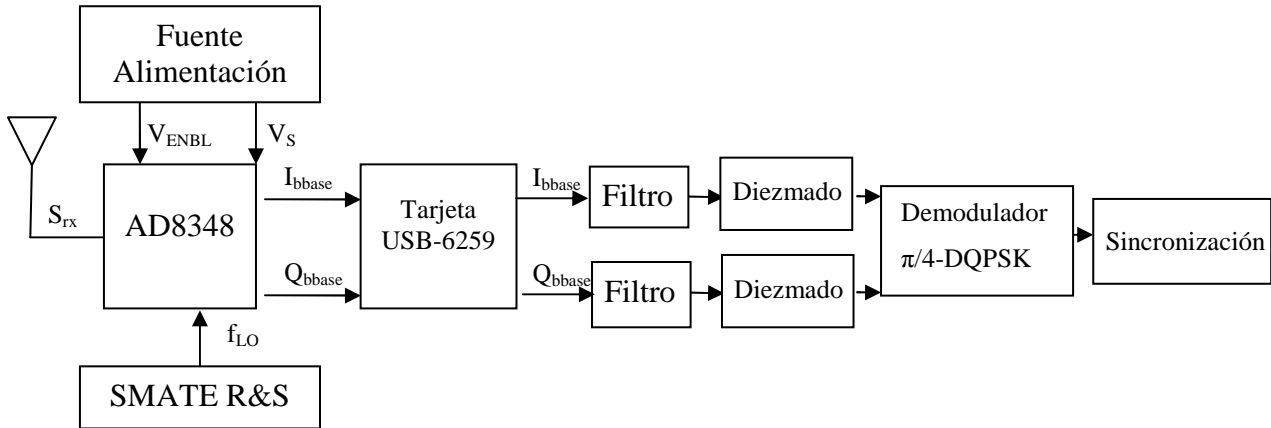


Figura 5. 14. Receptor SISO

Para ello tendremos que ejecutar el fichero *ReceptorSISO.m*

La señal recibida en radiofrecuencia, en primer lugar, pasará por el demodulador AD8348 que está alimentado por una fuente de alimentación $V_s=5V$ y tensión que habilita el circuito de $V_{ENBL}=2,5V$. Además, el generador de señales está conectado a la entrada del oscilador local con una frecuencia al doble de la frecuencia portadora utilizada en el transmisor $2 \times f_{LO}$. La potencia de la señal de entrada LO varía según la especificación del demodulador AD8348 de -12dBm a 0dBm.

A la salida del demodulador obtenemos las señales I y Q en banda base recibidas:

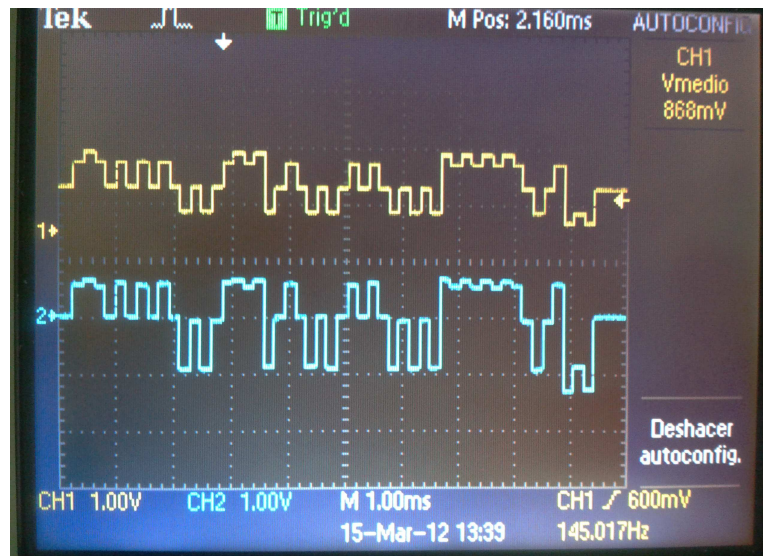


Figura 5. 15. Señal I transmitida (arriba) y señal I recibida (abajo)

Según las especificaciones del modulador tuvimos que adaptar la señal a la entrada del mismo. Ahora tenemos que deshacerlo:

$$I_{rx_adaptada} = (I_{rx} - 0.7) / 0.6;$$

$$Q_{rx_adaptada} = (Q_{rx} - 0.7) / 0.6;$$

En el transmisor hicimos un sobremuestreo. Por ello empleamos un filtro conformador, y realizamos un diezmado. Estos procesos son realizados mediante la función:

```
senal_d= diezmodo(senal,m);
```

a la cual se le pasa como parámetros de entrada:

- la señal procedente del demodulador
- el número de muestras con el que fue sobremuestreada la señal transmitida (m)

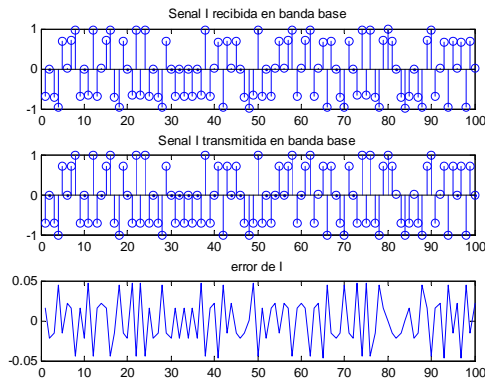


Figura 5. 16 a) Señal I baja frecuencia en receptor
b) Señal I a baja frecuencia en transmisor;
c) Error entre ambas señales

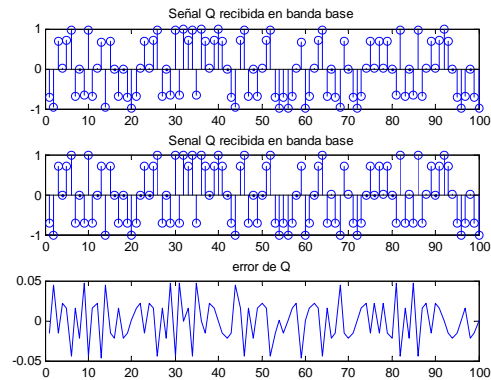


Figura 5. 17. a) Señal Q baja frecuencia en receptor
b) Señal Q a baja frecuencia en transmisor;
c) Error entre ambas señales

El receptor obtiene las señales I y Q, con un error mínimo, debido a los procesos de filtrado sufridos por la señal. Por tanto si, normalizamos las señales recibidas, y representamos la constelación obtenida en recepción podemos observar que se identifican perfectamente los ocho símbolos de la modulación $\pi/4$ -DQPSK, aunque debido a las imprecisiones de amplitud en las señales recibidas, estos no confluyen en el mismo punto, sino entorno al punto teórico.

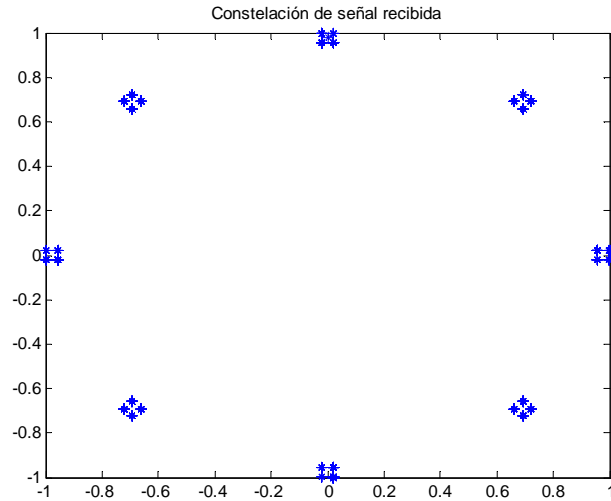


Figura 5. 18. Constelación de las señales I y Q recibidas

Hay que demodular la señal (símbolos) para obtener el flujo de datos binario y reconstruir el fichero de texto enviado.

```
[datos1,datos2, fase]=demodulador(Simbolo);
```

Parámetros de entrada:

- el vector de símbolos obtenido en recepción (Simbolo),

devuelve dos vectores de datos:

- datos1, datos2

Los datos obtenidos son:

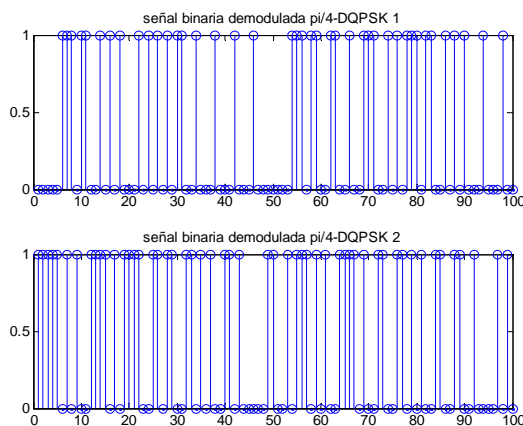


Figura 5. 19. Señal recibida sincronizada

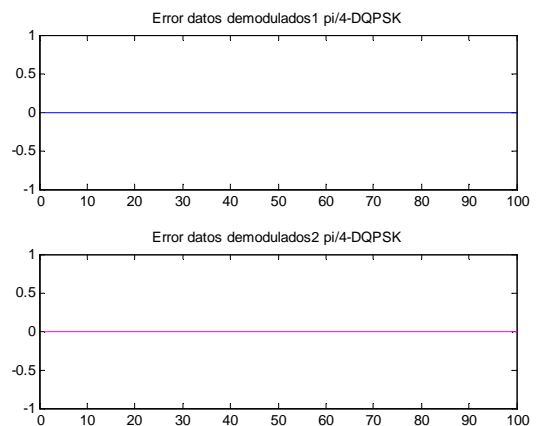


Figura 5. 20. Error entre los datos de las señales transmitidas y recibidas

Representamos el error entre los datos transmitidos y los recibidos para comprobar si la recepción ha sido correcta o sufre errores.

Finalmente, hay que reconstruir el fichero de texto con los datos binarios obtenidos. Para ello ejecutamos el fichero *construir_fichero_recibido.m*

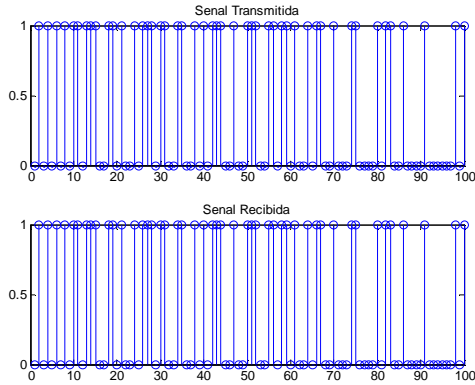


Figura 5. 21. Señal transmitida y recibida

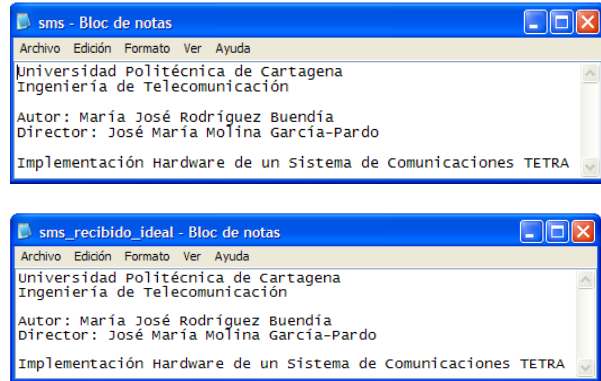


Figura 5. 22. Fichero transmitido y recibido

5.3 Resultados SISO

Los resultados obtenidos serán de evaluar los sistemas en las dos configuraciones diseñadas. En concreto, para probar el funcionamiento de este sistema se evalúa el sistema SISO:

- 1) Conectando la salida de radiofrecuencia del modulador AD8345 con la entrada de radiofrecuencia del demodulador AD8348 a través de un cable coaxial
- 2) Conectando la salida de RF del modulador a una antena transmisora y la entrada de RF del demodulador a una antena receptora. Estas antenas tienen un rango de frecuencia de 430MHz a 960MHz.

Para poder visualizar los resultados obtenidos, se envía un fichero de texto plano denominado sms.txt, almacenado en el mismo directorio de ejecución del programa en MATLAB.

En las pruebas se transmite el contenido de este fichero por el sistema diseñado. En la recepción se procesan los datos recibidos y se genera el fichero recibido con el mismo formato y con nombre “sms_recibido.txt”. Se comprobarán las diferencias existentes entre ambos ficheros y se probará la robustez del sistema.

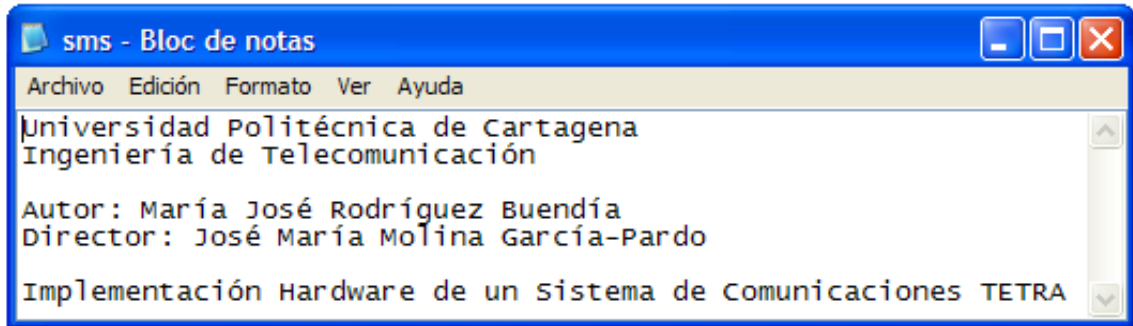


Figura 5. 23. Fichero Tx

Para evaluar este sistema, debemos ejecutar el fichero *TransmisorSISO.m*. Para esta ejecución cargamos el fichero que queremos transmitir *sms.txt*. Los datos se convierten a binario, para ser almacenados y poder modularla y transmitir la señal según el esquema $\pi/4$ -DQPSK (Figura 5.4 *Transmisor SISO*).

La recepción se hará mediante la ejecución del fichero *ReceptorSISO.m*. La diferencia se encontrará en la variación del canal.

5.3.1 Canal: Cable coaxial entre Tx y Rx

El entorno de trabajo es el siguiente:

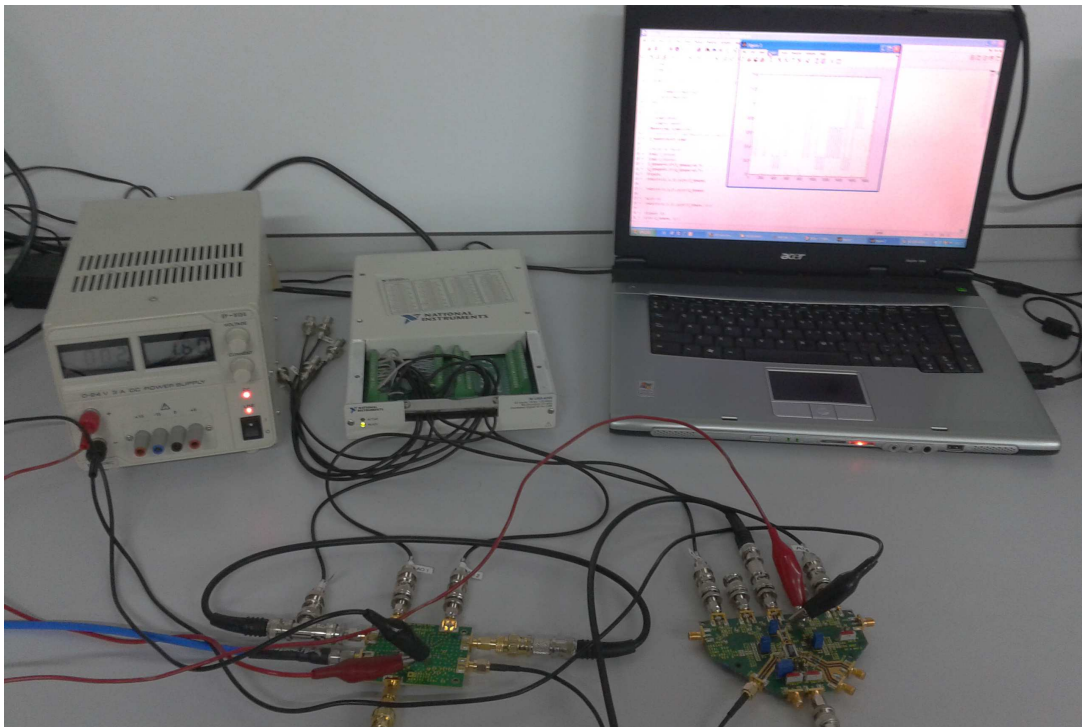


Figura 5. 24. Entorno de trabajo SISO

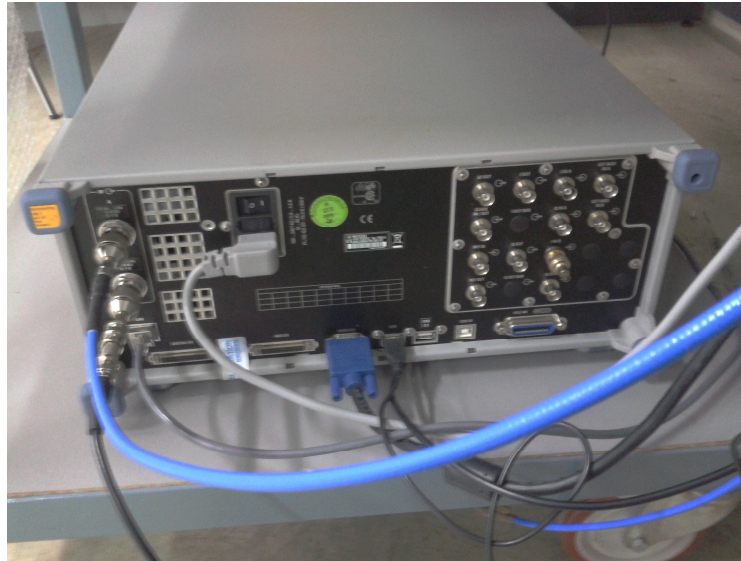


Figura 5. 25. Generador SMATE R&S 200A

Con el generador de señales SMATE R&S 200A iremos variando la potencia (dBm) de la señal de entrada LO al modulador AD8345 y la señal de entrada LO del demodulador AD8348 teniendo en cuenta las especificaciones de los equipos.

Los parámetros que hemos ido variando para el modulador AD8345 han sido los que se muestran en la Tabla 5.1.

AD8345			
Parámetro	Utilizada	Min	Max
Tensión de alimentación V_s	5 V	2,7 V	5,5 V
Tensión habilita circuito V_{ENBL}	2,5 V	$V_s/2$	
Potencia entrada LO	-2 dBm	-10 dBm	0 dBm
Frecuencia LO	460 MHz	140 MHz	1 GHz

Tabla 5. 1. Parámetros utilizados AD8345

En cuanto a los parámetros que son configurables en el demodulador AD8348 se muestran en la tabla 5.2.:

AD8348			
Parámetro	Utilizada	Min	Max
Tensión de alimentación V_s	5 V	2,7 V	5,5 V
Tensión habilita circuito V_{ENBL}	2,5 V	$V_s/2$	
Potencia entrada LO	-10 dBm	-12 dBm	0 dBm
Frecuencia LO	920 MHz	100 MHz	2 GHz
Tensión V_{GIN}	0,2 V	0,2 V	1,2 V

Tabla 5. 2. Parámetros utilizados AD8348

Al ejecutar el sistema en este entorno, podemos comprobar, como a pesar de las condiciones del canal existen pequeñas variaciones de amplitud entre las señales I y Q recibidas y las señales enviadas:



Figura 5. 26. Señal I Tx (arriba) e I Rx (abajo) Sistema SISO

Podemos ver en la constelación obtenida tras la recepción de los símbolos que las pequeñas imprecisiones de amplitud no crean problemas al decidir los símbolos transmitidos ya que marcan de forma clara los símbolos de la constelación. Todos los símbolos se encuentran a una distancia suficiente de la región de decisión por lo que hace que seamos capaces de estimar sin problema alguno cada uno de ellos.

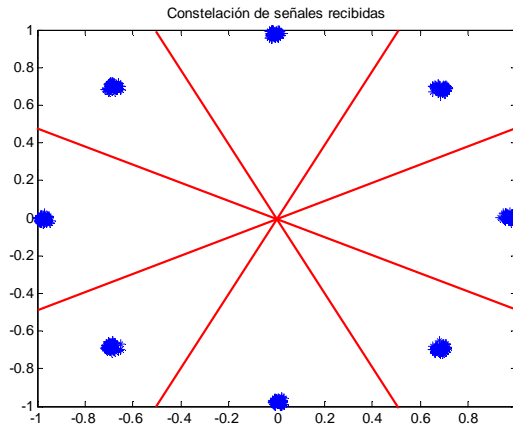


Figura 5. 27. Constelación señal recibida SISO

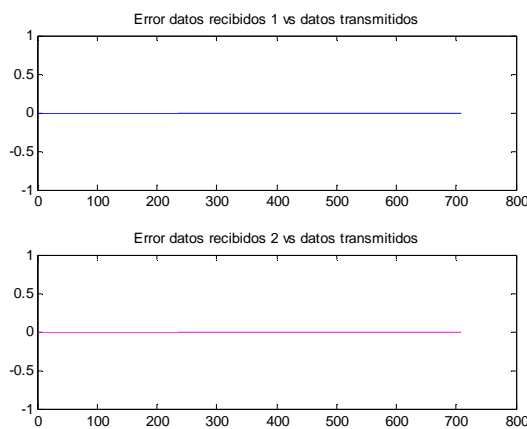


Figura 5. 28. Error datos recibidos I y Q SISO

5.3.2 Canal: Antena Tx y Antena Rx

En esta segunda prueba, vamos a ver la respuesta del sistema ante transmisiones de la señal en el canal formado por una antena transmisora y otra antena receptora.

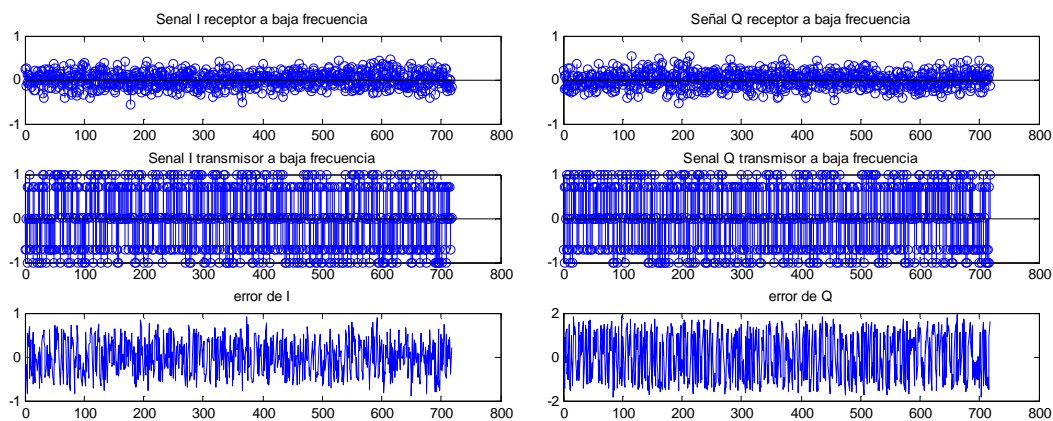


Figura 5. 29. a) Señal I recibida

b) Señal I transmitida

c) Error I de amplitud

Figura 5. 30. a) Señal Q recibida

b) Señal I transmitida

c) Error Q de amplitud

La constelación formada por los símbolos recibidos sería la siguiente junto con el error de los datos estimados:

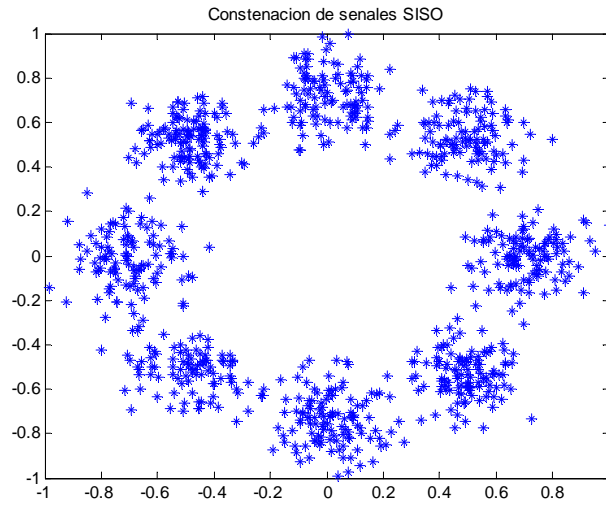


Figura 5. 31 Constelación señal recibida SISO

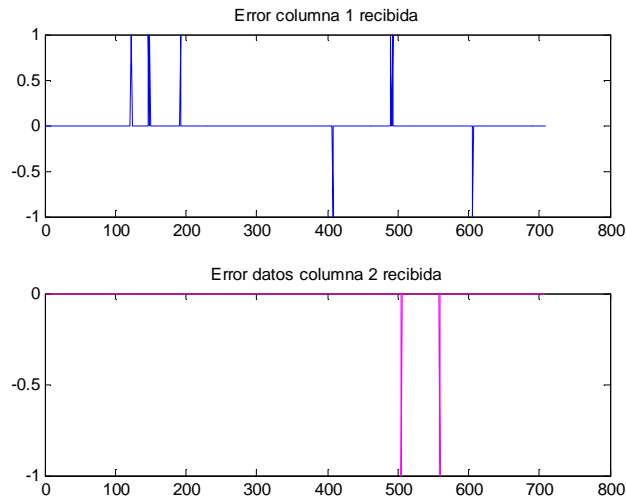


Figura 5. 32 Error datos recibidos

Según los resultados, se puede comprobar como el sistema es capaz de recuperar la mayor parte de la señal transmitida correctamente, el mensaje se puede recuperar pero se verá afectado por los efectos del ruido.

Como se puede ver en la constelación generada por los símbolos recibidos, se van a producir errores debido a que los símbolos transmitidos se desvían demasiado de su región de decisión, y se internan en las regiones adyacentes. Como se vio en el Capítulo 2, la modulación TETRA codifica los símbolos vecinos utilizando codificación Gray, esto implica que los símbolos que estimaremos erróneamente debido a que han traspasado la frontera de decisión, en su mayor parte, únicamente se diferenciarán del símbolo original transmitido en un bit.

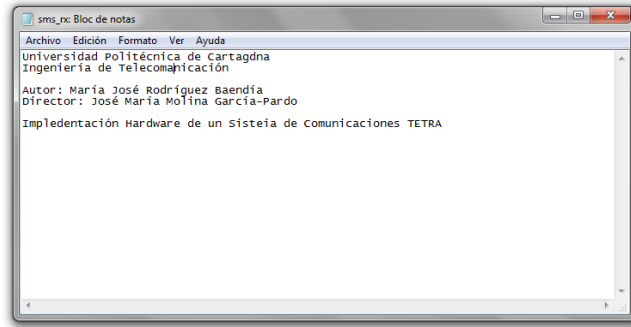


Figura 5. 33. Fichero recibido SISO Antena Tx y Rx

La señal recibida está influenciada por los efectos del canal. Los símbolos recibidos dependerán de la SNR y en función de ella, se originarán mayor o menor número de errores llegando incluso a producirse errores entre símbolos no adyacentes de la constelación de forma que el mensaje sea ilegible en la recepción.

La distancia media entre el símbolo recibido y el símbolo ideal para el sistema SISO es de 0.3771

.

Capítulo 6. Implementación de un Sistema MIMO+TETRA

6.1 Introducción

En este capítulo nos vamos a centrar en la realización del diseño hardware de un sistema TETRA sobre MIMO. El diseño se realizará utilizando dos antenas transmisoras conectadas a las salidas de los dos moduladores AD8345 y otras dos antenas receptoras conectadas a las dos entradas de cada demodulador AD8348.

Al igual que en el caso SISO, se va a emplear el software MATLAB para generar la modulación y demodulación TETRA $\pi/4$ -DQPSK y realizar la transmisión conectándonos a la tarjeta de NIDAQ USB-6259, implementando tanto el Transmisor y el Receptor en banda base, y con el que se realizarán diferentes simulaciones de comunicación para comprobar que la comunicación se realiza correctamente.

6.2 Implementación de un sistema MIMO

Para este caso, se sigue el mismo esquema diseñado para SISO pero adaptado a las características de un sistema MIMO de dos antenas transmisoras y dos receptoras. Para ello en el diseño se empleará el algoritmo de codificación espacio temporal de Alamouti visto en el *Capítulo 3. MIMO (Multiple Input - Multiple Output)*.

El esquema que se sigue es el siguiente:

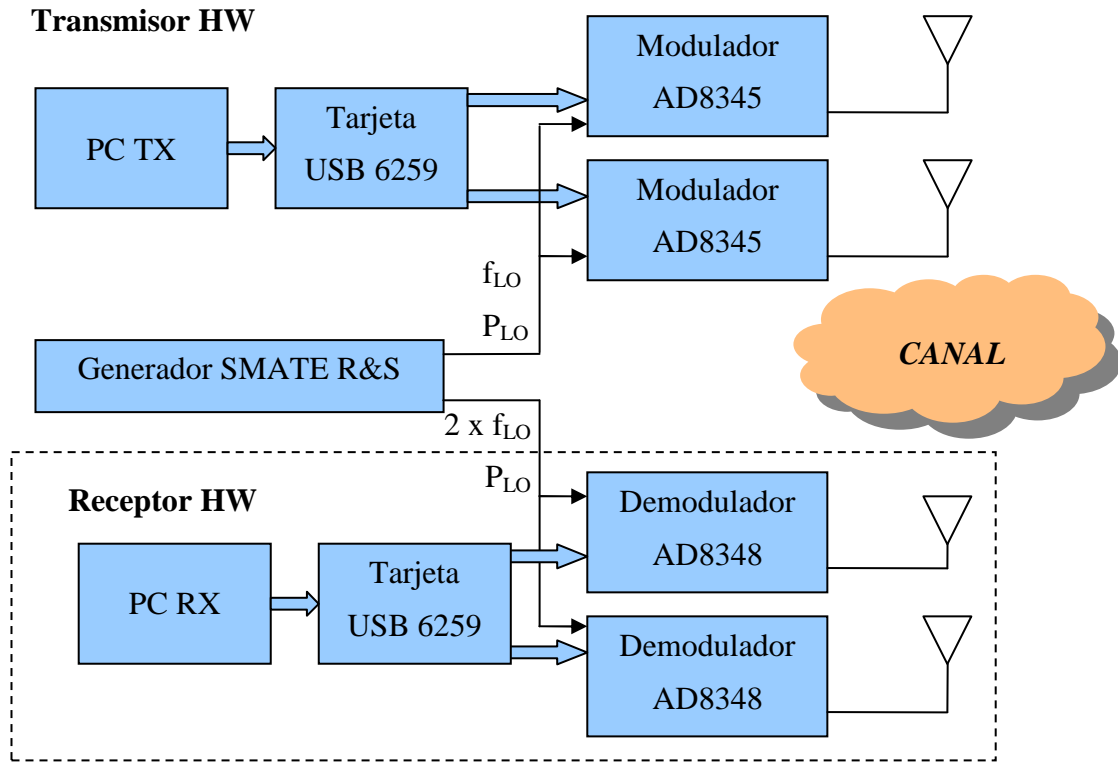


Figura 6. 1 Diagrama de bloques HW Sistema MIMO

El diagrama de bloques consta de tres partes bien diferenciadas al igual que en el caso SISO, en las cuales se incluyen diferentes bloques:

- Transmisor
- Canal
- Receptor

Dentro de la parte software implementada en MATLAB en el bloque PC tanto en transmisor como en receptor encontramos:

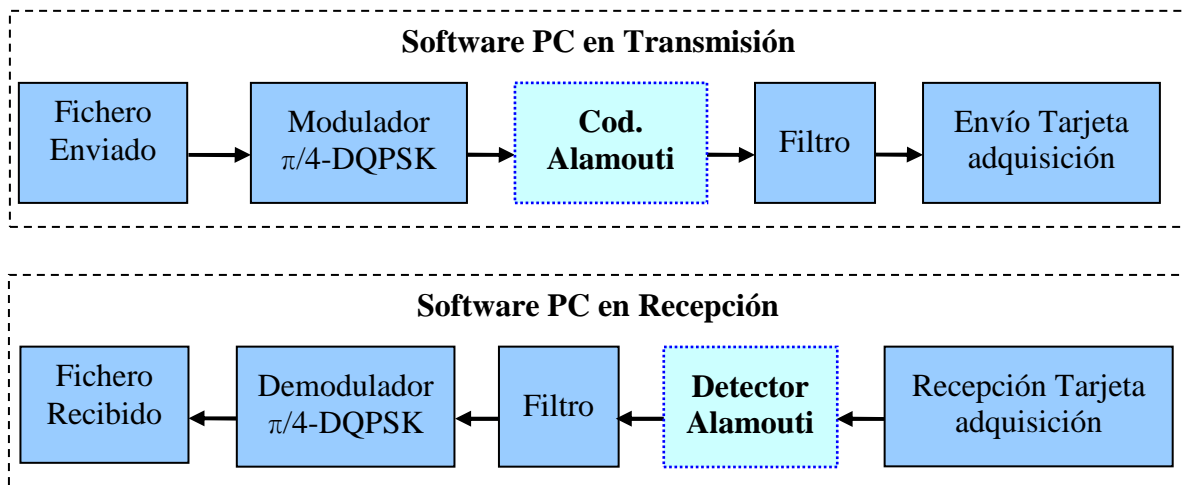


Figura 6. 2 Diagrama de bloques SW Sistema MIMO

En el **Transmisor**, el funcionamiento es similar al de un sistema SISO, con la variación de la existencia de un bloque en el cual se produce la codificación según el algoritmo de Alamouti. Además, se utilizan dos modularores AD8345 junto con dos antenas. En la tarjeta NIDAQ USB-6259 tendremos ocupados 4 canales analógicos de salida analogoutput para alimentar las 4 entradas I y Q de los dos moduladores. En el sistema SISO solo se utilizaban dos.

El bloque del **Canal** representa a los posibles ruidos e interferencias con las que se encontrará la señal durante su transmisión.

En el **Receptor**, tenemos dos demoduladores junto con dos antenas. En este caso también tenemos que utilizar 4 canales analoginput de la tarjeta NIDAQ USB-6259 para adquirir la componente en fase y en cuadratura de cada demodulador. Además, tras la adquisición, es necesario realizar una detección de las señales recibidas según el algoritmo de Alamouti, como se explicó en el capítulo 3, antes de realizar la demodulación de la señal resultante.

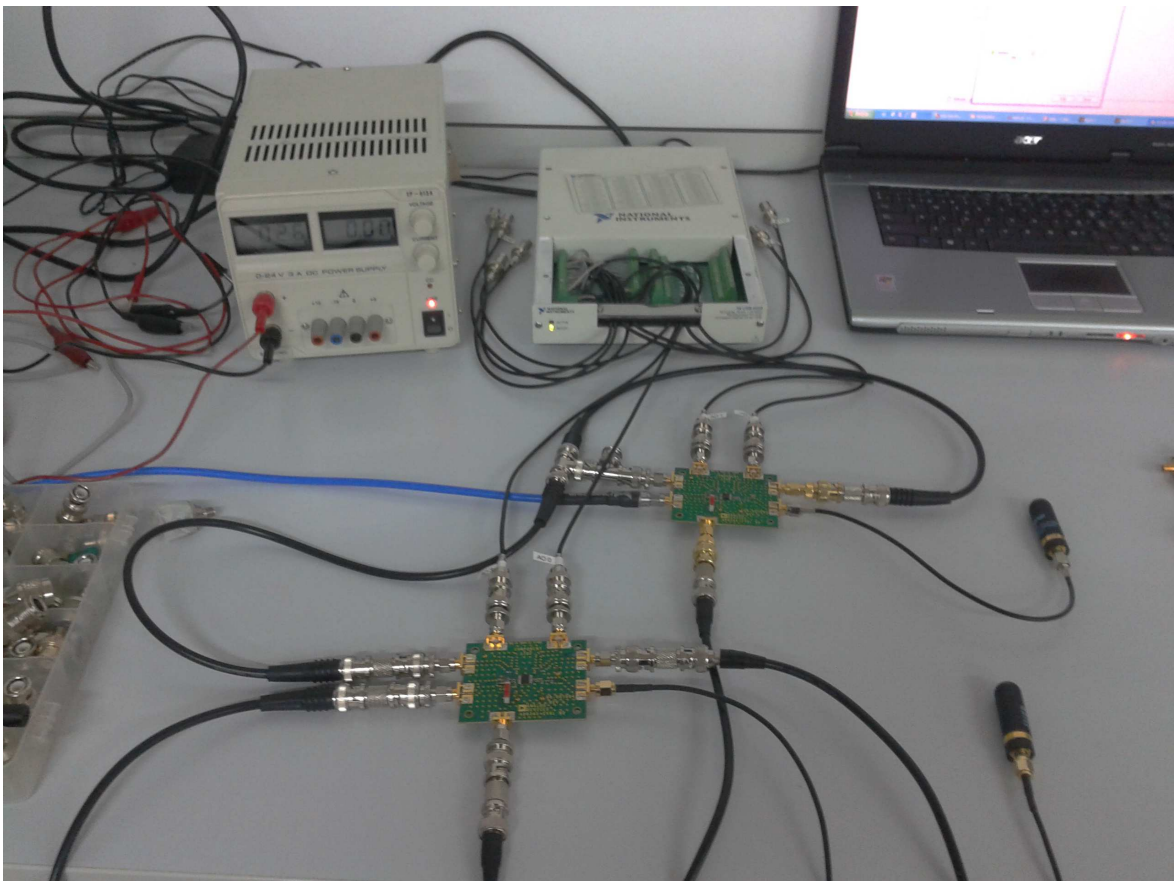


Figura 6. 3 Entorno de trabajo Tx MIMO

6.3.1 Transmisor MIMO

El fichero donde se encuentra implementado el software de MATLAB es *TransmisorMIMO.m*. En el transmisor se ha incluido el bloque de codificación de los símbolos transmitidos según el algoritmo de Alamouti.

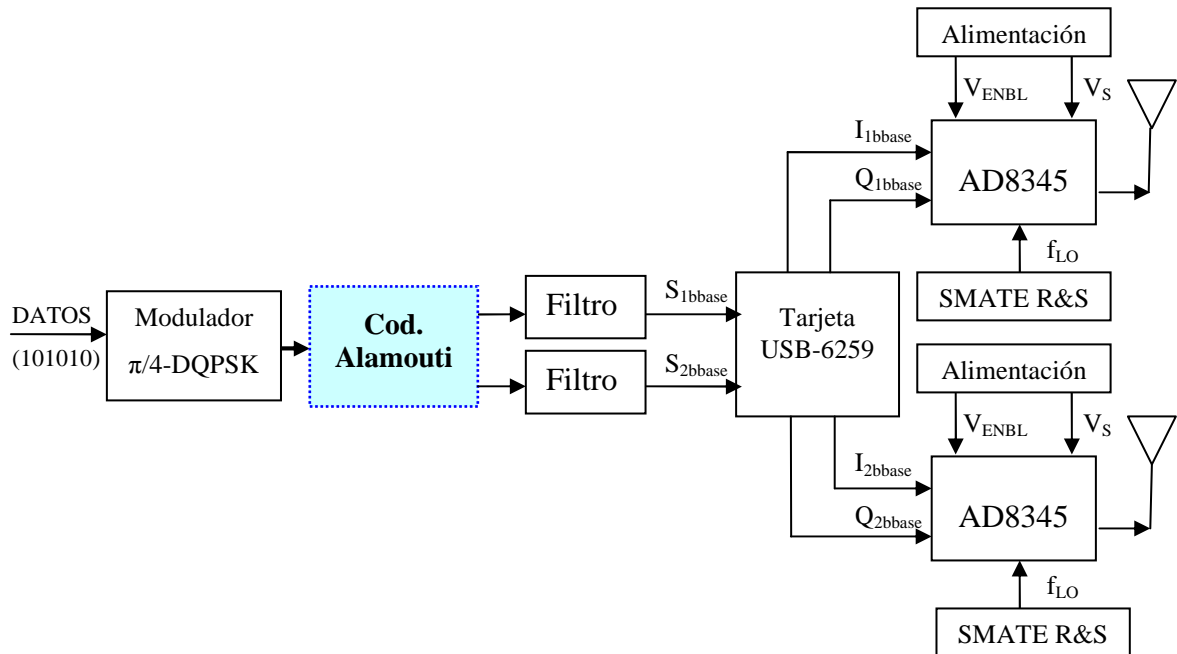


Figura 6. 4. Transmisor MIMO

La codificación de Alamouti devolverá los símbolos a transmitir por cada una de las antenas transmisoras, en nuestro modelo se trata de dos antenas por tanto seguirá el esquema explicado en la Tabla 3.1. La implementación se lleva a cabo en la función *cod_MIMO.m*:

```
datos_cod = Alamouti(senal);
```

a la cual se pasa como único parámetro de entrada la señal modulada que se quiere transmitir, y devuelve una matriz con la codificación de los símbolos para transmitir por cada una de las antenas.

Finalmente tendremos dos señales listas para transmitir:

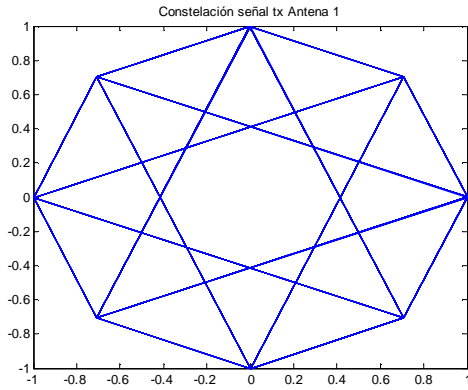


Figura 6. 5 Constelación tx Antena 1

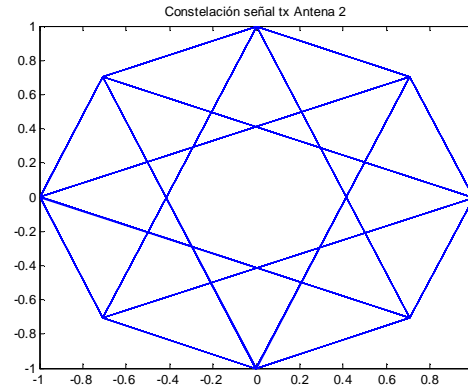


Figura 6. 6 Constelación tx Antena 2

Las señales adaptadas a las especificaciones del modulador AD8345 que son transmitidas:

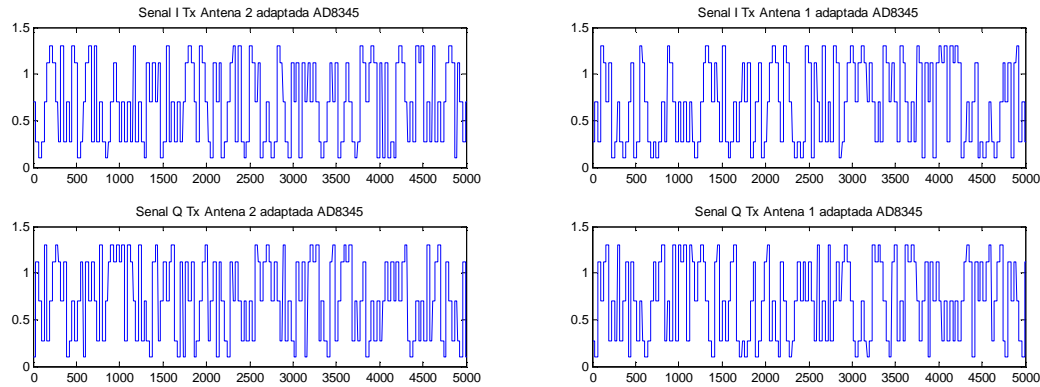


Figura 6. 7. Señal I y Q Tx Antena 1 y Antena 2 adaptada Ad8345

6.3.2 Receptor MIMO

El esquema que hemos seguido es el mostrado en la Figura 5.24. Varía principalmente con respecto a SISO en la forma de tratar los datos a la llegada al receptor, ya que debemos implementar el algoritmo definido por Alamouti. El receptor se encuentra implementado en la función *ReceptorMIMO.m*, combina las señales recibidas para estimar los símbolos que fueron transmitidos.

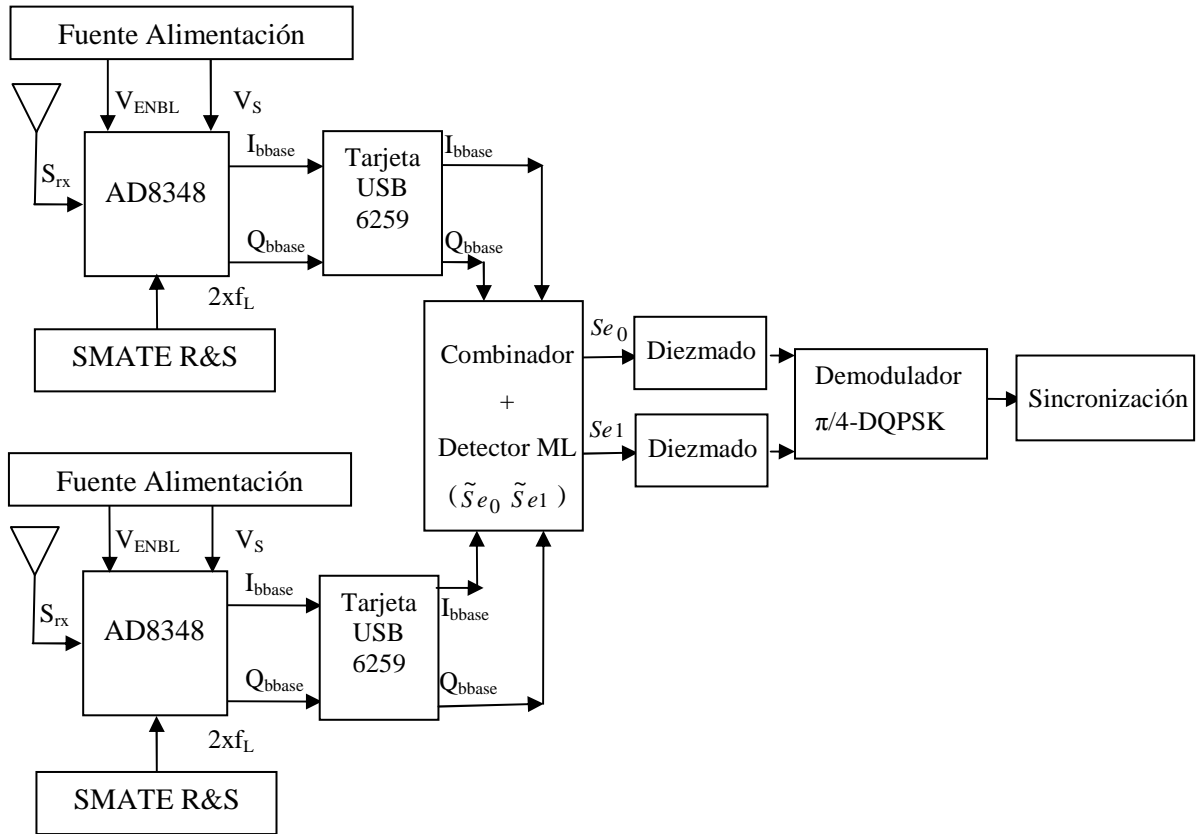


Figura 6. 8. Receptor MIMO 2x2

En el esquema podemos ver como contamos con los dos demoduladores AD8348 alimentados con una fuente de alimentación V_S y activados con la señal V_{ENBL} . La frecuencia de la señal de radiofrecuencia generada por el SMATE R&S 200A será el doble de la señal portadora que necesitamos para realizar la demodulación. La potencia de la señal de radiofrecuencia según las especificaciones del demodulador AD8348 puede variar de -12dBm a 0dBm.

Se utiliza la función *detectorML.m* para decidir a qué símbolo de la constelación se corresponde cada símbolo estimado.

```
simbolo_decidido=detectorML(simbolo);
```

La función toma como parámetro de entrada un símbolo estimado, y devuelve aquel de la constelación que se encuentra a menor distancia del símbolo estimado.

Una vez decididos los símbolos de la constelación, se siguen los mismos pasos que en el caso de SISO.

6.3 Resultados MIMO

Al igual que en SISO, para evaluar este sistema tenemos que ejecutar el fichero *TransmisorMIMO.m*, se deberá introducir el nombre del fichero a transmitir *sms.tx*.

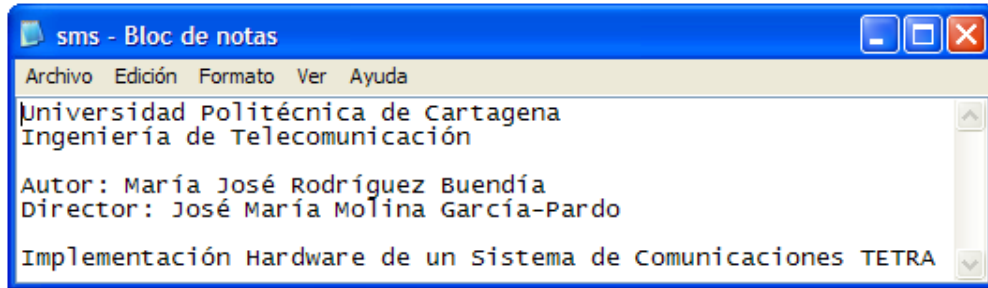


Figura 6. 9. Fichero TX MIMO 2 x 2

Realizamos la simulación bajo las mismas condiciones que en el sistema SISO, para comprobar las diferencias existentes entre ambos esquemas de transmisión. Nos fijaremos sobre todo en la constelación de señales recibidas, ya que es la que nos va a proporcionar la información para saber si el sistema está haciendo una correcta recepción de los datos transmitidos o si por el contrario los símbolos se mezclan entre las regiones adyacentes.

La recepción se hará mediante la ejecución del fichero *ReceptorMIMO.m*.

6.3.1 Entorno MIMO 2 Antenas Tx y 2 Antenas Rx

Vamos a obtener las constelaciones de las señales recibidas para diferentes valores de SNR para así poder comprobar los cambios que sufre la señal durante la transmisión.

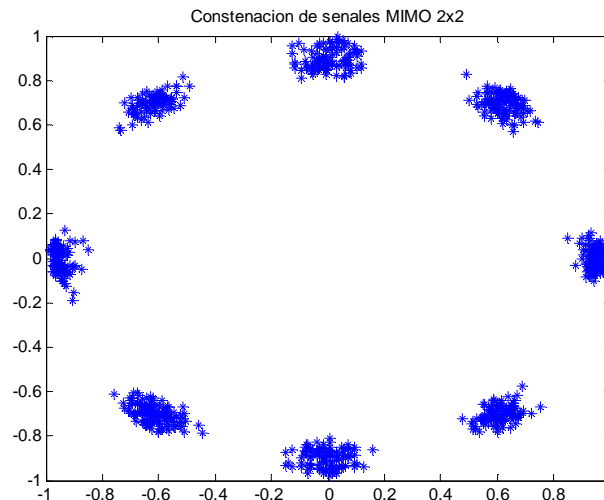


Figura 6. 10. Constelación de la señal decidida MIMO 2x2

Podemos apreciar como en el sistema MIMO 2x2 la constelación de señales recibidas aunque se encuentran dispersas están claramente posicionadas dentro de las regiones de decisión de cada símbolo por lo que hace que se pueda recuperar la señal transmitida sin problemas.

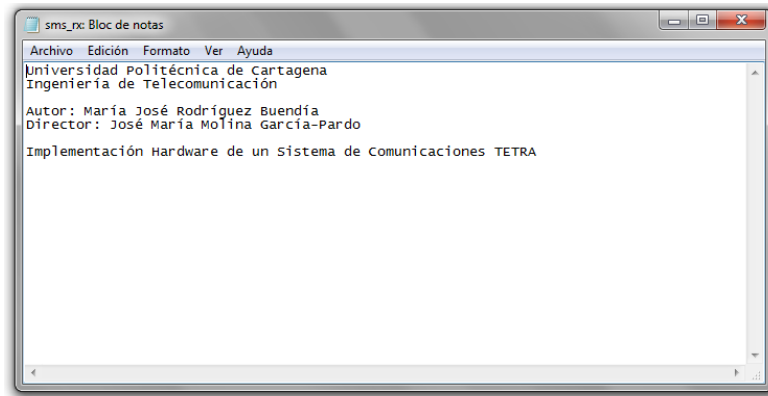


Figura 6. 11. Fichero recibido MIMO 2x2

En este esquema de transmisión se aprecia de forma evidente en las mismas condiciones del sistema SISO anteriormente evaluado, la constelación de los símbolos recibidos está dentro de cada región de decisión por lo que no se van a producir errores al generar el fichero recibido. Lo cual indica que la probabilidad de error de un sistema MIMO es menor que la de un sistema SISO para una misma SNR. Esto hace que la capacidad del canal sea mayor para un sistema MIMO.

Para el sistema implementado, la varianza de potencia de la señal recibida es mayor en SISO. Comparando las figuras 5.31 y 6.10, se puede observar que en cada símbolo recibido hay una dispersión de la señal recibida. En MIMO esa dispersión es menor, se puede ver como la constelación recibida está más concentrada en cada región de decisión, siendo la distancia entre el símbolo recibido y el ideal de 0.1855.

Capítulo 7. Conclusiones

7.1 Conclusiones

Durante el desarrollo del proyecto hemos conseguido alcanzar los objetivos clave de este proyecto:

Por una parte se ha construido un sistema basado en tecnología TETRA. Este modelo es sencillo de forma que no se consumen demasiados recursos computacionales pero a su vez reproduce fielmente un sistema de comunicación TETRA para las condiciones de potencia y ruido del sistema medido. Este modelo sirve como punto de partida para poder aplicar distintas tecnologías que permitan aumentar las prestaciones y fiabilidad del estándar sin perjudicar sus características.

Para llevar a cabo la implementación del sistema Hardware hemos hecho uso de gran cantidad de instrumentación y hecho una comprensión del funcionamiento de cada uno de ellos. Cabe destacar los equipos mencionados en el *Capítulo 4. Hardware empleado en el diseño del sistema*, los cuales se han estudiado con minucioso cuidado para poder realizar la comunicación entre los equipos. Consiguiendo finalmente el fin de este proyecto.

Para hacer funcionar la tarjeta de adquisición NI USB-6259 tuvimos problemas de compatibilidades de SW entre *Measurement & Automation* de *National Instruments* con el SW del propio equipo y la versión de toolbox de Matlab. Este punto se solucionó con la instalación del SW especificado en el *Capítulo 1. Introducción, Apartado 1.3. Herramientas utilizadas*.

De igual modo, ha sido complicado encontrar los parámetros de correcto funcionamiento de los equipos AD8345 (*modulador*) y AD8348 (*demodulador*), todos ellos descritos y explicados a lo largo de la memoria.

Aparte de los equipos anteriormente mencionados en el *Capítulo 4*, hemos hecho uso de conectores, fuentes de alimentación para el funcionamiento de los moduladores AD8345 y demoduladores AD8348, así como de osciloscopios para visualización de las señales en los puntos de medida.

Por otro lado, se ha empleado el modelo de transmisión TETRA para aplicarlo sobre SISO en un principio, y posteriormente sobre MIMO. En este último caso se ha empleado el algoritmo de Alamouti en un esquema de 2 antenas transmisoras y 2 antenas receptoras. El objetivo de este punto era comprobar que se cumplen las ventajas teóricas de la tecnología MIMO en cuanto a una disminución de la tasa de error y el aumento de la capacidad de recepción. Esto lo observamos al ver que el error entre los símbolos transmitidos y recibidos es de 0.3771 para SISO y de 0.1855 para MIMO.

En este último caso, hemos utilizado dos moduladores AD8345 y dos demoduladores AD8348 junto con cuatro antenas del rango de frecuencia de 430MHz a 960MHz. Hacemos uso del doble de canales de transmisión y recepción de la tarjeta NI USB-6259 ya que en este caso ocupamos dos canales *analogoutput* para enviar la componente I y dos para enviar la componente Q y 2 canales *analoginput* para adquirir la componente I y dos para adquirir la componente Q.

En nuestro proyecto hemos logrado enviar y recibir correctamente el mensaje tanto con SISO como con MIMO, y hemos podido observar que la señal MIMO nos ha llegado con menos ruido, es decir, que la distancia entre los símbolos recibidos y los teóricos era menor, como se ha mencionado anteriormente. Comparando las constelaciones de las señales recibidas podemos ver como en SISO la constelación está dispersa en la región de decisión mientras que en MIMO está más concentrada en los símbolos.

El uso de MIMO utilizando el esquema de Alamouti permite mejorar la tasa de transmisión de datos, la tasa de error y la capacidad de los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Este esquema también puede ser utilizado para aumentar el rango o área de cobertura de los sistemas inalámbricos. Comparando la configuración SISO con el esquema de Alamouti MIMO para una misma SNR logramos reducir la tasa de error en el sistema. Con lo cual para una SNR fija en el sistema podemos aumentar el volumen de datos transmitidos hasta igualar la BER inicial de SISO, con el consecuente aumento de la velocidad y reducción del tiempo de transmisión. Lo que se traduce en un claro aumento de la capacidad de transmisión del canal. Si reducimos la SNR podemos reducir la potencia transmitida con la consecuencia de ahorro de batería de los terminales móviles. O bien, para la misma potencia transmitida del sistema SISO, podemos aumentar el volumen de datos como en el caso anterior.[19]

En otras palabras, el esquema MIMO es efectivo en todas aquellas aplicaciones donde la capacidad este limitada por el desvanecimiento multitrayecto y por tanto podría ser una forma sencilla y de bajo coste de atraer la demanda del mercado en cuanto a calidad y eficiencia sin necesidad de rediseñar por completo los sistemas existentes.

7.2 Líneas Futuras

- Profundizar en la comparativa SISO - MIMO, realizando más medidas variando parámetros como la SNR y BER.
- Realizar medidas del sistema en diferentes entornos de propagación.
- Probar en sistemas de emergencia reales como en el 112 de la Comunidad Autónoma de la Región de Murcia, en su red RADIECARM basada en TETRA.

Índice de figuras

Figura 2. 1. Sistema TETRA [3]	9
Figura 2. 2. Ancho de banda GSM - PMR – TETRA[3]	11
Figura 2. 3. Interfaces del Sistema TETRA[4]	12
Figura 2. 4. Capas del protocolo TETRA[4].....	14
Figura 2. 5. Parámetros de la interfaz radio [5].....	15
Figura 2. 6. Constelación de símbolos	16
Figura 2. 7. Constelación de la modulación $\pi/4$ DQPSK [4]	17
Figura 2. 8. Ejemplo transmisor [6]	19
Figura 2. 9. Ejemplo receptor [6]	19
Figura 2. 10. Retardo de transito para un sistema de voz como TETRA [5]	21
Figura 2. 12. Estructura tramas [5].....	22
Figura 3. 1. Concepto MIMO [11]	24
Figura 3. 2. Subcanales generados en un Sistema MIMO MxN [12]	24
Figura 3. 3. Esquema de diversidad por selección [12]	26
Figura 3. 4. Esquema del MRRC de dos ramas [5].....	27
Figura 3. 5. Esquema de Alamouti de dos ramas [5]	29
Figura 3. 6. Esquema Alamouti con dos antenas transmisoras y dos receptoras [5]	31
Figura 3. 7. Arquitectura V-BLAST [13].....	33
Figura 3. 8. Estructura de codificación D-BLAST [13].....	34
Figura 3. 9. Ejemplo de ganancia por diversidad en recepción [9].....	36
Figura 3. 10. Ejemplo de diversidad en transmisión, ganancia en diversidad y de array en recepción [12]	37
Figura 3. 11. Compromiso entre ganancia de diversidad y de multiplexado [12]	37
Figura 3. 12 Sistema SISO	38
Figura 3. 13. Sistema MISO.....	38
Figura 3. 14. Sistema SIMO.....	39
Figura 3. 15. Sistema MIMO	40
Figura 4. 1. Tarjeta de adquisición de datos NI USB-6259	41
Figura 4. 2. Measurement & Automation de National Instruments	42
Figura 4. 3. Crear una nueva señal con SW Measurement & Automation	42
Figura 4. 4. Pasos a seguir para creación de entrada analógica	43
Figura 4. 5. Configuración de entrada analógica	43
Figura 4. 6. Modulador en cuadratura AD8345	44

Figura 4. 7. Partes del circuito AD8345 [16]	44
Figura 4. 8. Conexiones básicas AD8345 [16]	45
Figura 4. 9. Ruido en función de la potencia del LO AD8345 [16].....	46
Figura 4. 10. Supresión banda lateral en función del rango de frecuencia de funcionamiento del AD8345 [16].....	46
Figura 4. 11. Potencia de salida de la banda lateral vs frecuencia LO para $V_s=5V$ y $V_s=2.7V$ [16].....	47
Figura 4. 12. Ancho de banda I y Q en banda base AD8345 [16]	47
Figura 4. 13. Circuito para convertir entradas I y Q de AD8345 en single-ended [16]	48
Figura 4. 14. Potencia de salida de la señal en RF vs frecuencia AD8345 [16]	49
Figura 4. 15. Valores máximos de funcionamiento AD8345 [16].....	49
Figura 4. 16. Conexiones a los pines AD8345.....	50
Figura 4. 17. Demodulador en cuadratura AD8348.....	50
Figura 4. 18. Partes del circuito AD8348 [17].....	51
Figura 4. 19. Conexiones básicas AD8348 [17]	52
Figura 4. 20. Entrada LO AD8348 [17]	53
Figura 4. 21. Entrada IF AD8348 [17].....	54
Figura 4. 22. Entrada MX AD8348 [17].....	54
Figura 4. 23. Esquema de evaluación de la placa AD8348 [17].....	55
Figura 4. 24. Valores máximos de funcionamiento AD8348 [17].....	57
Figura 4. 25. Conexiones a pines AD8348	57
Figura 4. 26. Generador de señales SMATE R&S 200A.....	58
Figura 4. 27. Monitor SMATE R&S 200 [18].....	59
Figura 4. 28. Módulos disponibles SMATE R&S 200 [18].....	59
Figura 4. 29. Módulo RF SMATE R&S 200A [18].....	60
Figura 4. 30. Conexión de RF SMATE R&S 200A.....	60
Figura 5. 1. Diagrama HW de bloques Sistema SISO	61
Figura 5. 2. Diagrama SW de bloques Sistema SISO	62
Figura 5. 3. Entorno de trabajo SISO.....	63
Figura 5. 5. Texto a transmitir.....	64
Figura 5. 6. Datos a transmitir.....	64
Figura 5. 4. Transmisor SISO	64
Figura 5. 7. Componentes en fase y en cuadratura	65
Figura 5. 8. Constelación formada por los símbolos modulados	66
Figura 5. 9. Señales en banda base en fase y en cuadratura.....	67

Figura 5. 10. Envolvente en banda base.....	67
Figura 5. 11. Señal tx I y Q adaptada especificación AD8345	68
Figura 5. 12. Señales I y Q en banda base transmitidas por la tarjeta de adquisición	69
Figura 5. 13. Señal TETRA transmitida en tiempo.....	69
Figura 5. 15. Señal I y Q recibidas.....	70
Figura 5. 14. Receptor SISO	70
Figura 5. 16 a)Señal I baja frecuencia en receptor.....	71
Figura 5. 17. a) Señal Q baja frecuencia en receptor	71
Figura 5. 18. Constelación de las señales I y Q recibidas.....	72
Figura 5. 19. Señal recibida sincronizada	72
Figura 5. 20. Error entre los datos de las señales	72
Figura 5. 21. Señal transmitida y recibida	73
Figura 5. 22. Fichero transmitido y recibido.....	73
Figura 5. 23. Fichero Tx.....	74
Figura 5. 24. Entorno de trabajo SISO.....	74
Figura 5. 25. Generador SMATE R&S 200A	75
Figura 5. 26. Señal I Tx (arriba) e I Rx (abajo) Sistema SISO	76
Figura 5. 27. Constelación señal recibida SISO.....	77
Figura 5. 28. Error datos recibidos I y Q SISO.....	77
Figura 5. 29. a) Señal I recibida	77
Figura 5. 30. a) Señal Q recibida	77
Figura 5. 31 Constelación señal recibida SISO.....	78
Figura 5. 32 Error datos recibidos.....	78
Figura 5. 33. Fichero recibido SISO Antena Tx y Rx.....	79
Figura 6. 1 Diagrama de bloques HW Sistema MIMO.....	81
Figura 6. 2 Diagrama de bloques SW Sistema MIMO	81
Figura 6. 3 Entorno de trabajo Tx MIMO.....	82
Figura 6. 4. Transmisor MIMO.....	83
Figura 6. 5 Constelación tx Antena 1	84
Figura 6. 6 Constelación tx Antena 2.....	84
Figura 6. 7. Señal I y Q Tx Antena 1 y Antena 2 adaptada Ad8345	84
Figura 6. 8. Receptor MIMO 2x2.....	85
Figura 6. 9. Fichero TX MIMO 2 x 2	86
Figura 6. 10. Constelación de la señal decidida MIMO 2x2.....	86
Figura 6. 11. Fichero recibido MIMO 2x2.....	87

Índice de tablas

Tabla 2. 1. Tabla de mapeo de símbolos.....	17
Tabla 2. 2. Tabla de bits y su correspondiente fase	17
Tabla 2. 3. Correspondencia entre bits de entrada y componentes en fase y cuadratura de los símbolos	18
Tabla 2. 4. Constelación formada por los bits de entrada	18
Tabla 3. 1. Secuencia de Codificación y Transmisión.....	30
Tabla 3. 2. Canales posibles entre las antenas transmisoras y receptoras.....	31
Tabla 3. 3. Señales recibidas por las antenas receptoras.....	32
Tabla 5. 1. Parámetros utilizados AD8345	75
Tabla 5. 2. Parámetros utilizados AD8348	76

Referencias

- [1] <http://www.etsi.org/technologies-clusters/technologies/tetra?highlight=YToxOntpOjA7czo1OiJ0ZXNyYSI7fQ==>
- [2] Maldonado, Leopoldo, Revista BIT, Septiembre-Octubre 1999, nº117
- [3] Introducción a las redes de comunicación trunking digital TETRA, Carlos Vicente Pou, Universidad de Cantabria, Julio 2010.
- [4] PFC: *Análisis comparativo entre el estándar analógico MPT1327 y el estándar digital tetra*, Benítez Torres, Franklin Hernán, Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Quito, Mayo-2009
- [5] PFC: *Estudio de viabilidad para implementar tecnología MIMO sobre el estándar TETRA*, Antonio Navarro Carrasco, UPCT, Septiembre 2005
- [6] Estudio de las principales técnicas de modulación para el canal de radio, Jorge Arturo Alvarado Sánchez, Universidad de las Américas Puebla, Enero 2005.
- [7] *Aspectos Fundamentales de los Sistemas MIMO*, J. M. Molina García Pardo, R. Ibernón Fernández, J. V. Rodríguez Rodríguez y L. Juan Llácer, Grupo de investigación SiCoMo , UPCT.
- [8] J. Winters, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment," *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, Vol. 5, pp. 871-878, Junio 1987
- [9] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multi-element antennas," *Bell Labs Technology Journal*, pp-41-59, 1996
- [10] I. E. Telatar, "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels," AT&T Bell Laboratories, BL0 112 170-950 615-07TM, 1995
- [11] Sistemas de comunicación inalámbricos con tecnología MIMO, Silvia A. Grupalli, M.A. Cabrera, J.D. Bilvao y M.G. Ferreyra, 2011.
- [12] TESIS DOCTORAL: Caracterización Experimental y Modelado de Canal MIMO para aplicaciones WLAN y WMAN, Oscar Fernández Fernández, Universidad de Cantabria
- [13] PFC: Implementación de los algoritmos V-BLAST y D-BLAST y comparación con los *Space-Time Codes* para sistemas MIMO, Alberto Ramos Paniagua, UPCT, 2006
- [14] PFC: Software para la automatización de medidas de un sistema MIMO *de banda ancha*, Rafael Antonio Lucas Ávila, UPCT, Diciembre 2005
- [15] <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/es/nid/202803>

- [16] <http://www.analog.com/en/rfif-components/modulatorsdemodulators/ad8345/products/product.html>
- [17] <http://www.analog.com/en/rfif-components/modulatorsdemodulators/ad8348/products/product.html>
- [18] <http://www.rohde-schwarz.es/product/SMATE200A.html>
- [19] PFC: Implementación software de un sistema de comunicaciones TETRA. Mariana Martínez Sánchez, UPCT, Octubre 2011
- [20] PFC: Análisis de aplicaciones en entornos de seguridad y emergencias en red TETRA, Esther Martín Serrano, UPC, Febrero 2006
- [21] Nivel físico del interfaz I1 del sistema TETRA, José M. Rodríguez Ascariz, Manuel Montero del Pino, XVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Sesión VI
- [22] *Evaluación de un Esquema de Modulación Robusto Aplicado a Sistemas de Comunicaciones Móviles Celulares*, Magali Cortez, Elizabeth Ramírez